

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

**COMMANDE D'UNE ÉOLIENNE À BASE DE GSAP CONNECTÉE AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE PAR
CONVERTISSEUR MULTINIVEAUX**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE**

**PAR
ABDELKADER BERHAIL**

DECEMBRE 2020

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (M. SC. A.)

Direction de recherche :

Prof. Mamadou Lamine Doumbia	directeur de recherche
------------------------------	------------------------

Jury d'évaluation

Prof. Mamadou Lamine Doumbia	Université du Québec à Trois-Rivières	Évaluateur
------------------------------	---------------------------------------	------------

Prof. Loic Boulon	Université du Québec à Trois-Rivières	Évaluateur
-------------------	---------------------------------------	------------

Prof. Tahar Tafticht	Université du Québec à Abitibi Témiscamingue	Évaluateur externe
----------------------	--	--------------------

Résumé

Ces dernières années, l'énergie éolienne est devenue une véritable alternative à l'énergie conventionnelle, grâce aux avantages économiques et environnementaux qu'elle présente. En outre, l'évolution rapide dans le domaine de l'électronique de puissance a donné plus de fiabilité et de performance au système éolien, notamment par l'utilisation des convertisseurs statiques dans le contrôle de la puissance extraite et dans l'amélioration de la qualité d'énergie au point commun (*PCC*). Aujourd'hui, le défi est l'intégration du système éolien au réseau électrique sans perturber ce dernier et en respectant ses normes, surtout en ce qui concerne la qualité du signal et la stabilité de la production.

Dans ce travail, nous nous intéressons à l'étude de comportement d'une éolienne basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent (*GSAP*) connectée au réseau électrique par l'intermédiaire de deux convertisseurs dos à dos (*AC/DC – DC/AC*) séparés par un bus continu *DC*. L'utilisation des convertisseurs multiniveaux, notamment les onduleurs NPC à trois et à cinq niveaux, est adoptée dans cette étude pour minimiser les pertes et perfectionner la qualité de l'énergie. Nous avons élaboré les modèles mathématiques de toutes les composantes du système, pour qu'on puisse proposer des stratégies de contrôle convenables permettant d'assurer une bonne performance du système ; le contrôle *MPPT* du convertisseur côté réseau a été utilisé pour l'obtention de la puissance maximale de l'éolienne dans toutes les conditions, tandis que le contrôle *PQ* dans le repère *dq* a été établi pour le convertisseur côté réseau afin d'assurer l'injection de la puissance éolienne au réseau avec la régulation de la puissance active et réactive, le maintien d'une tension continue V_{dc} stable et la minimisation du taux d'harmoniques (*THD*) dans les signaux de tension et de courant injectés au réseau.

La synchronisation du système éolien avec le réseau est assurée par une boucle de verrouillage de phase (*PLL*). L'utilisation des onduleurs de type *NPC* à trois et à cinq niveaux nous a permis d'améliorer la qualité d'onde et de réduire le *THD*. L'implémentation des deux stratégies de contrôle sur MATLAB/Simulink nous a permis de constater la performance du système sous différentes conditions de fonctionnement.

Mot Clés : système éolien, génératrice synchrone à aimant permanent (*GSAP*), réseau, convertisseurs multiniveaux, contrôle *MPPT*, contrôle *PQ*, bus continu, onduleurs *NPC*, Taux d'harmoniques (*THD*), MATLAB/Simulink.

Remerciements

Je tiens à remercier mon directeur de recherche, M. Mamadou Lamine Doumbia, Professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières pour sa patience, sa grande disponibilité et ses conseils judicieux tout long de ma maîtrise. J'aimerais remercier M. Faris Hamoud, pour ses conseils précieux.

Je remercie également les membres du jury, M. Loïc Boulon, Professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières et M. Tahar Tafticht, professeur à l'Université du Québec à Abitibi-Témiscamingue, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'évaluer ce modeste travail.

Je dédie ce travail à l'âme de mon père, à ma chère mère et tous mes frères et sœurs et à mon épouse. Je tiens à remercier toute ma famille et mes amis pour leurs soutiens et leurs encouragements tout au long de ces années d'études.

Finalement je tiens à remercier tous les professeurs et le personnel de l'UQTR, en particulier le personnel du département de génie électrique et génie informatique et toute personne ayant contribué à la réalisation de ce travail.

Table des matières

Résumé.....	iii
Remerciements.....	v
Table des matières.....	vi
Liste des tableaux.....	xii
Liste des figures	xiii
Liste des symboles	xviii
Chapitre 1 - INTRODUCTION	1
1.1 Problématique :.....	1
1.2 Objectif.....	2
1.3 Méthodologie.....	2
Chapitre 2 - RAPPELS HISTORIQUES ET ÉTAT DE L'ART DES TECHNOLOGIES ÉOLIENNES	4
2.1 Introduction	4
2.2 Histoire de l'énergie éolienne.....	4
2.3 Contexte actuel	7
2.4 Principe d'une éolienne	9
2.4.1 Loi de Betz.....	9
2.5 Types d'éoliennes	14

2.5.1	Selon l'orientation de l'axe	14
2.5.2	Types d'éoliennes selon la vitesse de fonctionnement	19
2.6	Topologies et générateurs des système éoliens.	21
2.6.1	Éoliennes utilisant les machines asynchrones :	21
2.6.2	Éoliennes utilisant les machines synchrones	24
2.7	Conclusion.....	28

Chapitre 3 - MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA TURBINE

ÉOLIENNE.....	29
3.1 Introduction	29
3.2 Modélisation de l'éolienne	29
3.2.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la turbine éolienne.....	29
3.2.2 Modèle de la turbine	31
3.2.3 Modèle de multiplicateur	34
3.2.4 Équation dynamique de l'arbre.....	35
3.3 Zones de fonctionnement de l'éolienne	37
3.4 Technique d'extraction du maximum de puissance (MPPT)	38
3.4.1 Contrôle sans asservissement de la vitesse	39
3.4.2 Contrôle avec asservissement de la vitesse.....	41
3.5 Simulation et analyse des résultats	45

3.5.1	Contrôle sans asservissement de la vitesse.	45
3.5.2	Contrôle avec asservissement de la vitesse.....	47
3.6	Conclusion.....	49

Chapitre 4 - MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA GÉNÉRATRICE

	SYNCHRONNE À AIMANT PERMANENT (GSAP).....	50
4.1	Introduction	50
4.2	Principe des machines synchrones à aimant permanent.....	51
4.3	Types de génératrices GSAP.....	52
4.3.1	Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (Surface Mounted)	52
4.3.2	Machines synchrones à aimants [74] permanents insérés (MSAPI).....	53
4.3.3	Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)	53
4.3.4	Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE).....	53
4.4	Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	53
4.4.1	Hypothèses simplificatrices	53
4.4.2	Équations électriques de la GSAP.	54
4.4.3	Équations électriques de la GSAP dans le repère de Park.	55
4.4.4	Équations magnétiques	57

4.4.5	Équations mécaniques :	57
4.4.6	Équation électromagnétique.....	57
4.4.7	Équation générale d'état	58
4.5	Résultats de simulation.....	61
4.5.1	Alimentations directes (sans onduleur).....	61
4.5.2	Alimentations avec un onduleur MLI	62
4.6	Commande vectorielle de la génératrice à aimant permanent.....	63
4.6.1	Modélisation des convertisseurs	63
4.7	Principe et structure de la commande vectorielle.....	70
4.7.1	Régulateurs des courants I_d I_q	73
4.7.2	Régulateur de la vitesse Ω_g	76
4.8	Simulation et analyse des résultats	79
4.9	Conclusion.....	82

Chapitre 5 - MODÉLISATION ET COMMANDE DES CONVERTISSEURS

MULTINIVEAUX.....	83
5.1 Introduction	83
5.2 Les convertisseurs multiniveaux	84
5.2.1 Principe des convertisseurs multiniveaux.....	84
5.2.2 Types des convertisseurs multiniveaux	85
5.2.3 Commande des onduleurs multiniveaux :.....	90

5.2.4	Modélisation et commande de l'onduleur NPC à deux niveaux.....	92
5.2.5	Modélisation et commande de l'onduleur NPC à trois niveaux	100
5.2.6	Modélisation et commande de l'onduleur NPC à cinq niveaux	115
5.3	Simulation et analyse des résultats	118
5.3.1	Onduleur NPC à deux niveaux	118
5.3.2	Onduleur NPC à trois niveaux	122
5.3.3	Onduleur NPC à cinq niveaux	125
5.4	Conclusion.....	127
Chapitre 6 - MODÉLISATION ET COMMANDE DU SYSTÈME GLOBAL		128
6.1	Introduction	128
6.2	Contrôle du système global de la conversion éolienne.	129
6.2.1	Modélisation et contrôle du convertisseur côté réseau	130
6.3	Simulation et analyse des résultats	137
6.3.1	Synchronisation du système.....	138
6.3.2	Contrôle PQ du convertisseur côté réseau	139
6.3.3	Comportement du système sous une vitesse du vent variable	146
6.3.4	Connexion de la turbine éolienne au réseau avec un onduleur NPC à trois niveaux	151
6.3.5	Connexion du système éolien connecté au réseau avec un onduleur NPC à cinq niveaux.	153

6.4 Conclusion.....	157
Chapitre 7 - Conclusion Générale	158
Références	160
Annexe A – Paramètres de simulation	166

Liste des tableaux

Tableau 3-1 Caractéristiques de la turbine éolienne	32
Tableau 5-1 États de commutation des trois bras d'un onduleur à deux niveaux.....	93
Tableau 5-2 États de commutation et les vecteurs spatiaux de l'onduleur à deux niveaux [51].....	93
Tableau 5-3 Temps de commutation des interrupteurs d'un onduleur à deux niveaux	99
Tableau 5-4 États de commutation des interrupteurs et tension de sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux.....	103
Tableau 5-5 États de commutation, classification et magnitude des vecteurs de sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux [51].	106
Tableau 5-6 Calcul des temps d'action des vecteurs pour les régions du secteur 01	112
Tableau 5-7 Séquences de commutation du secteur I (séquences à sept segments)	114
Tableau 5-8 États de commutation d'un bras d'onduleur NPC à 05 niveaux.....	116
Tableau 6-1 THD dans le courant du réseau et du convertisseur côté réseau.....	156

Liste des figures

Figure 2-1 Premier moulin à vent dans l'histoire au <i>Seistan</i> en Afghanistan [1]	5
Figure 2-2 Moulin à vent destinée au pompage d'eau, Chine [1]	5
Figure 2-3 Première éolienne destinée à la production de l'électricité construit par Poul La Cour en 1891, <i>Askov, Danemark</i> [2]	6
Figure 2-4 Évolution de la capacité mondiale de l'énergie éolienne de 2001 à 2018 [3]	8
Figure 2-5 Capacité mondiale de l'énergie éolienne par région [3]	8
Figure 2-6 Tube du courant autour d'une éolienne [26]	10
Figure 2-7 Coefficient de puissance et coefficient du couple en fonction du facteur d'induction axial	13
Figure 2-8 Éolienne à axe vertical Type Savonius [8]	15
Figure 2-9 Éolienne à axe vertical Type Savonius [6]	15
Figure 2-10 Principe de fonctionnement du rotor Savonius [14]	15
Figure 2-11 Éolienne de Darrieus (à pales hélicoïdales) [6]	16
Figure 2-12 Principes de l'éolienne de Darrieus [12]	16
Figure 2-13 Éolienne Darrieus avec rotor en H [6]	17
Figure 2-14 Éolienne « amont »	18
Figure 2-15 Éolienne « aval »	18
Figure 2-16 Diamètre, hauteur et puissance des éoliennes [13]	18
Figure 2-17 Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [12]	19
Figure 2-18 Système éolienne à vitesse fixe [3]	20
Figure 2-19 Caractéristiques de l'éolienne pour un fonctionnement à vitesse variable Source [16]	21
Figure 2-20 Schéma d'une éolienne à base de GADA	22

Figure 2-21 Système d'éolienne basé sur une machine asynchrone à cage d'écureuil (SCIG).....	24
Figure 2-22 Système d'éolienne avec une génératrice synchrone à rotor bobiné.....	26
Figure 3-1 Schéma simplifié du système mécanique des pales [28].....	30
Figure 3-2 Schéma de la turbine éolienne.....	31
Figure 3-3 Coefficient de puissance en fonction de λ (avec $\beta=0^\circ$).	33
Figure 3-4 C_p en fonction de λ (avec différentes valeurs de β).	34
Figure 3-5 Schéma fonctionnel de la turbine éolienne.....	36
Figure 3-6 Zones de fonctionnement d'une turbine éolienne [30].....	37
Figure 3-7 Courbe de la puissance mécanique en fonction de la vitesse mécanique avec MPPT.....	38
Figure 3-8 Schéma bloc de la MPPT sans asservissement de la vitesse.....	41
Figure 3-9 Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique	42
Figure 3-10 Régulateur PI à avance de phase	43
Figure 3-11 Régulateur PI avec anticipation.....	45
Figure 3-12 Simulation de l'éolienne sans asservissement de la vitesse sous MATLAB/Simulink.	46
Figure 3-13 Simulation de l'éolienne avec asservissement de la vitesse sous MATLAB/Simulink.	48
Figure 4-1 Éléments principaux d'une machine synchrone à aimant permanent [34]	51
Figure 4-2 Topologies des machines synchrones à aimants permanents.....	52
Figure 4-3 GSAP dans le repère (d, q) de Park [38].	55
Figure 4-4 Modèle de la GSAP dans MATLAB/Simulink.....	60
Figure 4-5 Résultats de simulation de la GSAP alimentée par une source triphasee.....	61
Figure 4-6 Résultats de simulation de la GSAP alimentée par un onduleur de tension.....	62

Figure 4-7 Principe du redresseur MLI	63
Figure 4-8 Redresseur MLI sous MATLAB/Simulink	66
Figure 4-9 Redresseur MLI dans le repère de Park sous MATLAB/Simulink	67
Figure 4-10 Schéma de l'onduleur MLI.....	67
Figure 4-11 Schéma de principe de MLI sinusoïdale	68
Figure 4-12 schéma bloc de l'onduleur MLI sou MATLAB/Simulink	70
Figure 4-13 Principe de la commande vectorielle d'une GSAP [38].....	71
Figure 4-14 Schéma fonctionnel de la commande vectorielle d'une GSAP	72
Figure 4-15 Boucle de régulation du courant I_q	74
Figure 4-16 Boucle de régulation du courant I_q	76
Figure 4-17 Boucle de régulation de la vitesse	77
Figure 4-18 Commande vectorielle de la génératrice synchrone à aimant permanent	81
Figure 5-1 Principe des convertisseurs multiniveaux ; a) deux niveaux, b) trois niveaux et c) N niveaux.....	85
Figure 5-2 Bras d'un convertisseur NPC à N niveaux	86
Figure 5-3 Structure d'un bras de convertisseur multicellulaire	88
Figure 5-4 Structure d'un bras de convertisseur en cascade à cinq niveaux.....	89
Figure 5-5 Stratégies de modulation des convertisseurs multiniveaux.....	90
Figure 5-6 Schéma structurel d'un onduleur à deux niveaux	92
Figure 5-7 Diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux	94
Figure 5-8 Vecteur référence en fonction des vecteurs adjacents dans le premier secteur.....	97
Figure 5-9 Temps de commutation des interrupteurs dans les différents secteurs	98
Figure 5-10 Structure d'un onduleur NPC à trois niveaux	100
Figure 5-11 Schéma d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux	101

Figure 5-12 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC en fonction des états de commutation des interrupteurs	104
Figure 5-13 Différents états de commutation d'un bras d'onduleur à trois niveaux avec la tension de sortie V_{aN} [11].....	104
Figure 5-14 Diagramme vectoriel d'un onduleur NPC à trois niveaux [51].....	105
Figure 5-15 Diagramme vectoriel d'un onduleur à trois niveaux avec les différents secteurs et régions [51].....	107
Figure 5-16 Les 04 régions dans un secteur du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux [51]	107
Figure 5-17 Détermination du numéro de la région dans un secteur	109
Figure 5-18 États de commutation dans le secteur I	113
Figure 5-19 Séquence de commutation à sept segments pour le vecteur V_{ref}	113
Figure 5-20 Schéma d'un onduleur NPC à cinq niveaux.....	115
Figure 5-21 Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux	118
Figure 5-22 Schéma d'un onduleur à deux niveaux sur MATLAB/Simulink.....	119
Figure 5-23 Commande MLI Vectorielle de l'onduleur à deux niveaux.....	119
Figure 5-24 Détermination des secteurs et des temps de commutation pour un onduleur à deux niveaux.....	120
Figure 5-25 Commande MLI avec une porteuse triangulaire et une modulante générée par la commande vectorielle	120
Figure 5-26 Tension simple et composée à la sortie de l'onduleur à deux niveaux	121
Figure 5-27 THD du signal de tension de l'onduleur à deux niveaux	121
Figure 5-28 Schéma d'un onduleur à trois niveaux sur MATLAB/Simulink.....	122
Figure 5-29 Détermination du secteur et de la région où se trouve le vecteur de référence V_{ref} pour l'onduleur NPC à trois niveaux.	123
Figure 5-30 Temps de commutation des vecteurs adjacents.....	123
Figure 5-31 Tension simple V_{an} et composée V_{ab} à la sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	124
Figure 5-32 THD dans le signal de tension de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	124

Figure 5-33 Commande MLI avec quatre porteuses.....	125
Figure 5-34 Tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.	126
Figure 5-35 THD dans le signal de tension de l'onduleur NPC à cinq niveaux	126
Figure 6-1 Système de la conversion éolienne avec les stratégies de contrôle [5].	129
Figure 6-2 Stratégie de contrôle du convertisseur côté réseau [68].	131
Figure 6-3 Schéma bloc d'une PLL conventionnelle.....	132
Figure 6-4 Schéma bloc des courants I_d et I_q en fonction de V_d et V_q avec découplage.	134
Figure 6-5 Boucle de contrôle des courants I_d et I_q	134
Figure 6-6 Boucle de contrôle de la tension V_{dc}	136
Figure 6-7 Schéma de la boucle de régulation des puissances P, Q.	137
Figure 6-8 Schéma de simulation d'un système éolien connecté au réseau	138
Figure 6-9 Résultats de la synchronisation du système global	139
Figure 6-10 Résultats de la commande PQ du convertisseur côté réseau.....	141
Figure 6-11 Tension et courant du réseau, du convertisseur et de la charge	142
Figure 6-12 Puissances active et réactive du réseau, de la charge et de l'onduleur	143
Figure 6-13 Courant du réseau et taux des harmoniques	144
Figure 6-14 Signal du courant de l'onduleur et son spectre harmonique	145
Figure 6-15 Comportement du système sous une vitesse du vent variable.....	149
Figure 6-16 Courant d'une phase du réseau et son spectre harmonique.....	152
Figure 6-17 Signal du courant de l'onduleur à trois niveaux et son spectre harmonique	153
Figure 6-18 Courant d'une phase du réseau et son spectre harmonique avec l'utilisation d'un onduleur à cinq niveaux.....	155
Figure 6-19 Courant de l'onduleur NPC à cinq niveaux et son spectre harmonique	156

Liste des symboles

A	Section balayée par les pales de l'éolienne	$[m^2]$
a	Facteur d'induction axiale	$[F]$
C	Condensateur du bus continu	$[V]$
$c_{1,2,3,4,5}$	Coefficients liés aux caractéristiques de la turbine	
C_{aer_est}	Couple aérodynamique estimé	$[Nm]$
C_{em}	Couple électromagnétique	$[Nm]$
C_{em_ref}	Couple électromagnétique référence	$[Nm]$
C_f	Couple de frottement visqueux	$[Nm]$
C_G	Couple issu du multiplicateur	$[Nm]$
C_p	Coefficient de puissance	
C_{p_max}	Coefficient de puissance maximal	$[Nm]$
C_t	Poussée axiale	$[Nm]$
E	Énergie cinétique d'une masse d'air en mouvement	$[W]$
f	Coefficient de frottement	
$F(s)$	Fonction de transfert	
f_{MLI}	Fréquence de commutation MLI	$[Hz]$
FMM	Force magnétomotrice	$[A]$

$FTBF$	Fonction de transfert en boucle fermée	
$FTBO$	Fonction de transfert en boucle ouverte	
G	Rapport de transmission du multiplicateur	
$GSAP$	Génératrice synchrone à aimant permanent	
GSC	Convertisseur côté réseau (<i>Grid side converter</i>)	
I_{abc}	Courants statoriques des phases a, b et c.	[A]
I_{ch}	Courant de la charge	[A]
I_{dc}	Courant du bus DC avant le convertisseur côté réseau [A]	[A]
I_{dq}	Composant direct et en quadrature du courant	[A]
$IGBT$	Transistor bipolaire à grille isolée (<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)	
$IGCT$	Transistor à grille isolée (<i>Integrated gate-commutated thyristor</i>)	
J	Inertie totale ramenée au rotor de la génératrice	[kg/m ²]
J_{tur}	Inertie de la turbine	[kg/m ²]
J_{pale}	Inertie des pales	[kg/m ²]
k_{id}	Gain intégral du régulateur du courant I_d	
k_{in}	Gain intégral du régulateur de vitesse de $GSAP$.	
k_{iq}	Gain intégral du régulateur du courant I_q .	
K_{iv}	Gain intégral du régulateur de vitesse.	

k_{pd}	Gain proportionnel du régulateur du courant I_d .	
k_{pn}	Gain proportionnel du régulateur de vitesse de <i>GSAP</i>	
k_{pq}	Gain proportionnel du régulateur du courant i_q	
K_{pv}	Gain proportionnel du régulateur de vitesse	
K_b	Coefficient d'élasticité	
L_t	Inductance du filtre RL	$[L_t]$
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion	
MPP	Maximum power point	
$MPPT$	Recherche du point de puissance maximum	
$MSAP$	Moteur synchrone à aimant permanent	
MSC	Convertisseur côté machine (<i>Machine side converter</i>).	
NPC	Clampée par le neutre (<i>Neutral point clamped</i>)	
N_s	Vitesse de synchronisation	$[rad/s]$
p	Nombre de paires de pôles	
$P(s)$	Fonction de transfert de la perturbation	
P, O, N	État de commutation d'un bras de l'onduleur	
P_a	Puissance absorbée	$[W]$
P_{aer}	Puissance aérodynamique	$[W]$

P_{chg}	Puissance active de la charge	[W]
P_{em}	Puissance électromagnétique	[W]
PI	Régulateur Proportionnel intégral	[W]
PJ	Pertes par effet joule	[W]
PLL	Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)	
P_{mag}	Variation de l'énergie magnétique emmagasinée	[W]
P_{mec}	Couple mécanique	[W]
P_{ond}	Puissance active de l'onduleur	[W]
P_{ref}	Puissance active référence	[W]
P_{res}	Puissance active du réseau	[W]
P_{tur}	Puissance de la turbine	[W]
P_v	Puissance du vent	[W]
Q_{ref}	Puissance réactive référence	[VAR]
R	Rayon de la turbine éolienne	[m]
R_{Ω}	Régulateur de vitesse	
R_s	Résistance d'une phase statorique	[Ω]
R_t	Résistance du filtre RL	[Ω]
S	Secteur de vecteur de référence	

S_{abc}	Fonction de commutation des interrupteurs	
$SVPWM$	MLI vectorielle (Space Vector Pulse Width Modulation).	
T_{abc}	Temps d'action des vecteurs de tension	
THD	Total Harmonics Distortion	
T_i	État de commutation des interrupteurs	
T_{mec}	Couple mécanique	[Nm]
T_s	Temps de commutation	[s]
V	Débit volumique	[m ³ /s]
V_{abc}	Tensions statoriques des phases a, b et c.	[V]
V_{dc}	Tension de bus continu	[V]
V_{dq}	Composant direct et en quadrature de la tension	[V]
V_m	Tension modulée	[V]
V_{ref}	Vecteur de référence de la tension	
V_{vent}	Vitesse du vent	[m/s]
V_{vent_est}	Vitesse du vent estimée	[m/s]
ω_n	Pulsation électrique nominale du réseau	[Rd/s]
ZDC	Zero d-Axis Current control	
ρ	Densité de l'air	[Kg/m ³]

λ	Vitesse spécifique de l'éolienne	
Ω_{tur}	Vitesse de la turbine	
β	Angle de calage (Pitch angle)	
λ_{opt}	Vitesse spécifique optimale de l'éolienne	
Ω_{mec}	Vitesse mécanique	
Ω_{min}	Vitesse minimale	
Ω_{nom}	Vitesse nominale	
Ω_{max}	Vitesse maximale	
λ_{opt}	Vitesse spécifique optimale	
ε	Coefficient d'amortissement	
τ	Constante de temps	[s]
θ	Position angulaire	[rad]

Chapitre 1 - INTRODUCTION

1.1 Problématique :

Les changements climatiques, la pénurie des sources d'énergie non renouvelable et l'instabilité des prix de ces sources dans les marchés mondiaux, sont des facteurs qui ont incité les pays industrialisés à recourir à des énergies renouvelables pour répondre à leurs besoins énergétiques tout en maintenant une marge de sécurité économique et environnementale. L'énergie éolienne est devenue l'un des secteurs d'énergie renouvelable les plus attractifs ces dernières années, dans le domaine de l'énergie renouvelable, devenant la deuxième énergie la moins chère parmi les sources d'énergie renouvelables, après l'hydroélectricité, avec des prix en baisse de plus de 25% entre 2010 et 2019 [3] [4]. En conséquence, de nouveaux pays ont adopté ce secteur énergétique. Cependant, il reste encore des défis à relever, notamment en ce qui concerne la qualité et le coût de cette énergie [1][2][10]. Le grand défi dans ce domaine est d'assurer une conversion de l'énergie éolienne et son intégration au réseau électrique; avec l'extraction d'un maximum de puissance active transmis tout en veillant au respect des normes de qualité et de tarification. Les derniers développements de la technologie éolienne convergent vers des solutions basées sur l'électronique de puissance qui joue un rôle majeur dans le système de la conversion énergétique, bien que ses composants électroniques puissent produire des harmoniques et des pertes de commutation [29] [30] qui influent négativement sur la qualité de la tension produite et sur la performance du système [43][45][46].

1.2 Objectif

Dans ce travail, nous étudierons le comportement d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent connectée au réseau via un convertisseur dos à dos. Nous tiendrons compte de la définition d'une stratégie de commande du système de conversion, permettant d'assurer la production d'une puissance maximale pour toutes les conditions de fonctionnement, la régulation de la tension continue et l'injection d'un maximum de puissance active au réseau avec la compensation des harmoniques et de la puissance réactive. A cet effet nous allons utiliser les convertisseurs multiniveaux pour connecter l'éolienne au réseau électrique, ce qui nous permettra de constater les impacts de ces convertisseurs sur la qualité d'énergie envoyée au réseau.

1.3 Méthodologie

Ce mémoire comporte sept chapitres, le premier est une introduction générale qui comporte les problématiques, l'objectif et la méthodologie de ce travail, l'histoire et l'état de l'art des éoliennes, avec les différentes topologies disponibles dans l'industrie vis à vis leurs constructions et leurs types de génératrices utilisées sont présentés dans le second chapitre. Le troisième chapitre décrit le principe de fonctionnement de l'éolienne et son modèle mathématique, également les zones de fonctionnement de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent et les stratégies de contrôle dans chaque zone, la stratégie de commande MPPT va être détaillée pour la deuxième zone.

Le principe, la constitution et la modélisation de la génératrice synchrone à aimant permanent sont étudiés dans le quatrième chapitre, où nous présentons le modèle dynamique de la GSAP à partir duquel nous effectuons la simulation sur MATLAB/Simulink, afin de

visualiser la variation des paramètres de sortie de la GSAP présentée par les tensions et les courants statoriques, en fonction des paramètres d'entrée comme le couple électromagnétique C_{em} et la vitesse de la turbine Ω_{tur} .

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude de convertisseurs multiniveaux, en particulier les onduleurs à trois et cinq niveaux, où nous présentons le principe et la structure généraux de ces convertisseurs avec les avantages et les inconvénients de chaque type. Nous décrirons également les stratégies les plus utilisées pour contrôler ce type de convertisseurs, avec l'étude détaillée de la commande MLI vectorielle (SVPWM) des onduleurs multiniveaux. La simulation sur MATLAB/Simulink et l'analyse des résultats seront présentées à la fin de ce chapitre.

Dans le sixième chapitre, nous présenterons le système global de la conversion éolienne, nous définirons les stratégies de contrôles nécessaires pour les deux convertisseurs, côté machine et côté réseau. Ces stratégies doivent assurer l'injection d'une puissance active maximale dans le réseau, la compensation de l'énergie réactive et une limitation des harmoniques dans le système, avec une comparaison des résultats obtenus par l'utilisation d'onduleurs à trois et cinq niveaux. Finalement nous allons faire une simulation de l'ensemble avec les logiciels MATLAB/Simulink, et nous analyserons les différents résultats obtenus.

Une conclusion générale qui englobe les différents résultats obtenus dans ce travail avec les perspectives et les recommandations pour les travaux futurs, sont donnés dans le dernier chapitre.

Chapitre 2 - RAPPELS HISTORIQUES ET ÉTAT DE L'ART DES TECHNOLOGIES ÉOLIENNES

2.1 Introduction

Les derniers rapports mondiaux sur l'état de l'énergie éolienne dans le monde montrent que cette énergie est devenue un important secteur d'investissement dans les grands pays industrialisés. Cela est dû à divers facteurs tels que la baisse significative des coûts de production et le développement du domaine de l'électronique de puissance qui a résolu de nombreux problèmes concernant la qualité de l'énergie produite et la possibilité d'intégrer cette énergie au réseau classique sans le perturber [2]. D'autre part, les effets néfastes sur l'environnement causés par l'effet de serre et les déchets provenant des sources d'énergie conventionnelles ont sonné l'alarme par l'abandon progressive de ces sources polluantes et par le recours induit nécessaire aux énergies renouvelables, parmi lesquelles l'énergie éolienne qui occupe une bonne place pour devenir le meilleur remplaçant des énergies classiques. Ce chapitre comporte un état de l'art de l'énergie éolienne dans le monde, les différents types d'éoliennes commerciales, avec les différentes topologies utilisées dans les systèmes éoliens modernes et une brève description de chaque type.

2.2 Histoire de l'énergie éolienne

Depuis plus de 3000 ans, l'homme a découvert l'énergie du vent, et l'a utilisée pour faciliter sa vie quotidienne, notamment pour pousser les navires à l'aide de voiles. Le vent a également été utilisé dans les moulins à vent pour pomper l'eau, pour moulinier les céréales et pour d'autres utilisations; selon des sources historiques reconnues, le plus ancien moulin à

vent se trouvait dans la région du *Seistan* (ou Sistan) à la frontière perso-afghane au 7ème siècle, un moulin à vent avec un axe vertical utilisé pour moudre les grains (cf. figure 2.1) [1].



Figure 2-1 Premier moulin à vent dans l'histoire au *Seistan* en Afghanistan [1]

D'autres sources disent que les Chinois ont été les premiers à découvrir les moulins à vent : ils ont utilisé l'énergie du vent pour le drainage des rizières avec des moulins à axe vertical, de simples structures faites de béton et de voiles en tissu, (cf. figure 2.2) [1].



Figure 2-2 Moulin à vent destinée au pompage d'eau, Chine [1]

Les premiers moulins à vent en Europe sont apparus au 12ème siècle dans la région du Duché de Normandie, pour se propager dans toute l'Europe par la suite. Au 16ème siècle, de nombreuses améliorations décisives ont été apportées aux éoliennes, en particulier en Hollande, conduisant à un nouveau type appelé « moulins à vent hollandais », ces derniers étant utilisés pour le séchage des polders, afin de prévenir les inondations des zones basses. Des améliorations techniques importantes sont venues de la Grande-Bretagne. Vers 1750, les

Écossais Meikle et Lee inventent “les ailes à jalousie” avec un vantail (volet de bois monté sur ressorts et s’ouvrant plus ou moins selon la force du vent) qui permet au moulin à vent de se diriger automatiquement. En 1888, Charles F. Brush, un industriel de *Cleveland, en Ohio*, a été le premier inventeur qui a construit une éolienne capable de fournir 12 *kW* en courant continu, capable de charger des batteries de stockage sur sa propre grande propriété [2]. En 1890, Poul La Cour, le scientifique météorologue danois a mené plusieurs recherches sur les éoliennes, met en œuvre les principes de base de l’aérodynamisme (cf. figure 2.3).

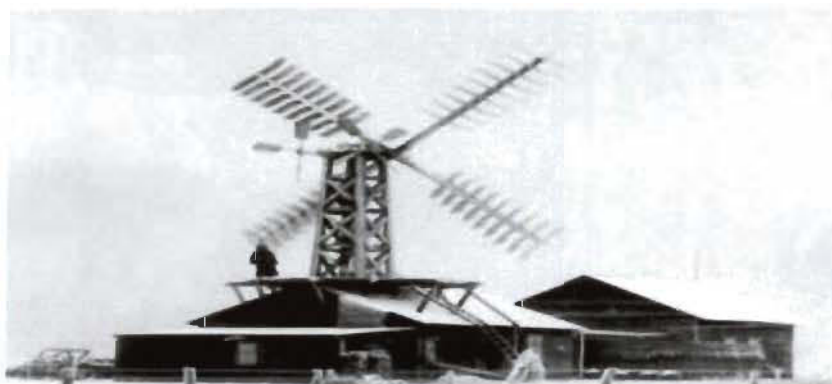


Figure 2-3 Première éolienne destinée à la production de l’électricité construit par Poul La Cour en 1891, Askov, Danemark [2]

En 1908, 72 éoliennes ont été construites, en collaboration avec la société Lykkegard, conçues sur le modèle de la station d’essai d’Askov, laquelle alimente les zones rurales en électricité. La hausse spectaculaire des prix des carburants pendant la Première Guerre mondiale a été bénéfique pour les énergies renouvelables en général et pour l’énergie éolienne en particulier, de sorte qu’en 1918, environ 120 éoliennes étaient en fonction [1]. Dans le même temps, le monde a connu une révolution dans les domaines aérodynamique, électrotechnique et électronique. Cela a permis à l’éolienne de devenir plus puissante avec une efficacité énergétique élevée, atteignant ainsi des coûts raisonnables qui peuvent concurrencer l’énergie conventionnelle.

2.3 Contexte actuel

Aujourd'hui la capacité totale d'énergie éolienne installée à travers le monde est d'environ 539 GW, dont 53 GW installée en 2018 (cf. figure 2.4) [2], où la capacité installée a augmenté de 11% dans le monde entier, avec plus de 50 GW installés. Un record de 4,3 GW de nouvelles capacités offshore a été installé dans le monde entier, augmentant ainsi la capacité de 31% à 18,8 GW. L'énergie éolienne demeure la principale source d'énergie renouvelable non hydroélectrique en termes de capacité, avec une part de 50 %.

Depuis l'adoption de sa loi d'énergie en 2005, la Chine est devenue le leader dans l'énergie éolienne; elle avait prévu de franchir la barre des 200 000 MW en 2019. Pas loin de la Chine, l'Inde a connu une année record en 2017 avec une capacité totale de 32 848 MW et elle vise d'atteindre 60 GW d'ici 2022, ce que lui permettra d'être la deuxième puissance en Asie au niveau de l'énergie éolienne [3]. Les États-Unis sont la deuxième puissance mondiale en termes de capacité de production de l'énergie éolienne, avec 7 017 MW de nouvelle capacité ajoutée en 2017, avec une capacité totale installée de 89 077 MW jusqu'à la fin de l'année 2018 (cf. figure 2.5). Le Canada possède une capacité éolienne de 12.2 GW et occupe ainsi la neuvième position dans le rang des pays producteurs, malgré un recul important ces dernières années.

La bonne nouvelle est que l'Alberta a enregistré le prix de revient le moins bas pour l'énergie éolienne (pour l'année 2017), avec 37\$ CAN/MWh, ce qui en fait l'énergie la moins chère après l'hydroélectricité. La pénurie des sources d'énergie classique, le défi climatique et le développement très rapide dans les domaines de l'électronique de puissance et de l'aérodynamique donnent de bons indices et des perspectives intéressantes pour l'avenir de l'énergie éolienne [4].

Historic development of total installations
QW

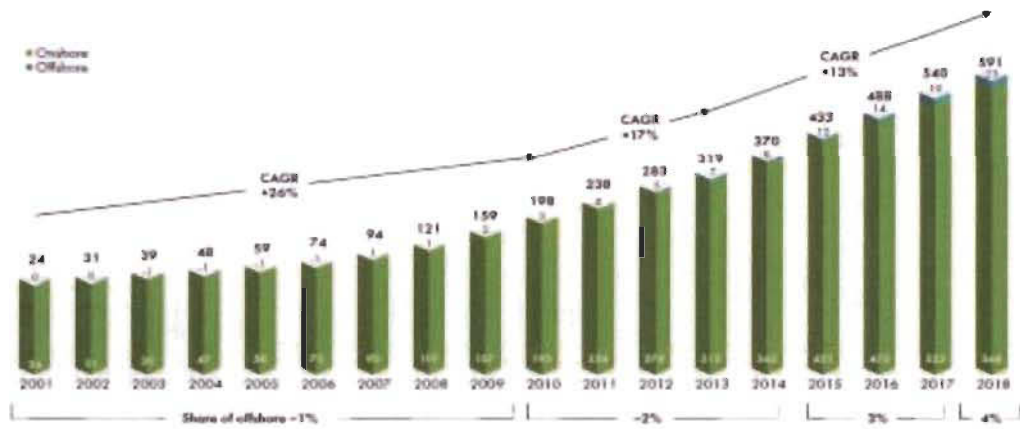


Figure 2-4 Évolution de la capacité mondiale de l'énergie éolienne de 2001 à 2018
[3]

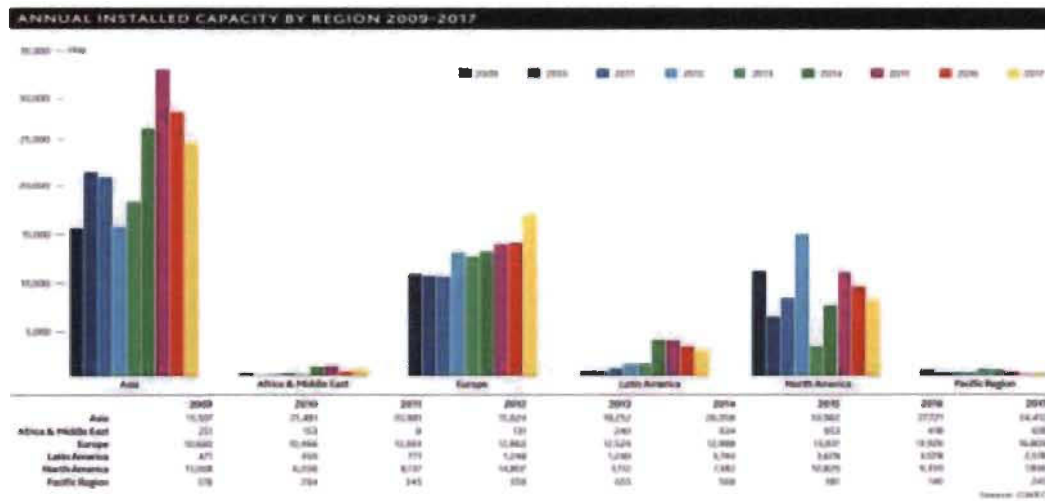


Figure 2-5 Capacité mondiale de l'énergie éolienne par région [3]

2.4 Principe d'une éolienne

Les éoliennes produisent de l'électricité en utilisant l'énergie du vent pour entraîner une génératrice électrique. Le vent passe sur les pales, générant une portance et exerçant une force de rotation. Les pales rotatives font tourner un arbre à l'intérieur de la nacelle, qui passe dans une boîte de vitesse (multiplicateur); cette dernière augmente la vitesse de rotation jusqu'à celle qui est appropriée pour le générateur, lequel produit un champ magnétique pour convertir l'énergie de rotation en énergie électrique. La puissance fournie est transmise à un transformateur qui convertit l'électricité du générateur en une tension équivalente à celle du réseau.

2.4.1 Loi de Betz

L'expression de l'énergie cinétique d'une masse d'air en mouvement peut être donnée par la relation :

$$E = \frac{1}{2} m v^2 \quad (2.1)$$

Cette masse d'air traverse un tube de section A à une vitesse v , le volume d'air V s'écoulant pendant une certaine unité de temps t est appelé débit volumique, il est exprimé par :

$$V = v A \quad (2.2)$$

Le débit massique pour une densité d'air ρ :

$$m = \rho v A \quad (2.3)$$

La quantité d'énergie qui traverse une section donnée, est définie par la puissance P , qui se traduit par la formule [7] :

$$P = \frac{1}{2} \rho V^3 A \quad (2.4)$$

En 1926, le physicien Amand Albert Betz a développé un modèle simplifié pour déterminer la puissance extraite par un rotor d'éolienne idéal. La turbine est représentée par un disque uniforme, ce qui crée une discontinuité de pression dans le tube de flux d'air (cf. figure 2.6). Cette analyse s'applique à tous les types de turbines et repose sur les hypothèses et caractéristiques simplifiées suivantes [24]:

- ✓ Un écoulement de fluide homogène, incompressible et à l'état d'équilibre.
- ✓ Aucune traînée de friction;
- ✓ Un nombre infini de pales;
- ✓ Une poussée uniforme sur le disque ou la zone du rotor;
- ✓ Un sillage non rotatif;
- ✓ La pression statique loin en amont et loin en aval du rotor est égale à la valeur non perturbée.
- ✓ Une pression statique ambiante.

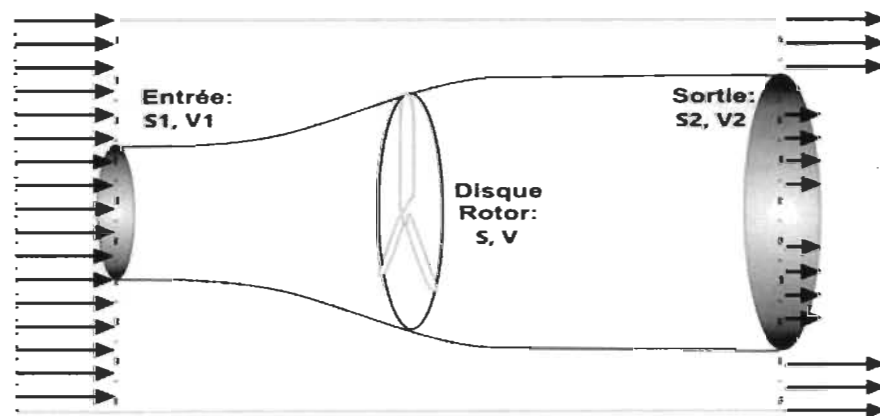


Figure 2-6 Tube du courant autour d'une éolienne [26]

Avec l'application de la loi de conservation du moment linéaire pour un écoulement unidimensionnel, incompressible et invariant dans le temps, la poussée est égale et opposée à la vitesse de changement d'élan du flux d'air :

$$T = v_1(\rho AV)_1 - v_4(\rho AV)_4 \quad (2.5)$$

Où ρ est la densité de l'air, A est la section transversale, v la vitesse de l'air et les indices indiquent les valeurs aux sections numérotées de la figure 2.6.

$$(\rho AV)_1 = (\rho AV)_4 = m \quad (2.6)$$

Donc :

$$T = m(V_1 - V_4) \quad (2.7)$$

Avec l'application de la fonction dans les deux volumes de contrôle de chaque côté du disque, on obtient :

En amont du disque :

$$P_1 + \frac{1}{2}\rho V_1^2 = P_2 + \frac{1}{2}\rho V_2^2 \quad (2.8)$$

En aval du disque :

$$P_3 + \frac{1}{2}\rho V_3^2 = P_4 + \frac{1}{2}\rho V_4^2 \quad (2.9)$$

On suppose que les pressions en amont et en aval sont égales ($p_1 = p_4$) et que la vitesse sur le disque reste la même $V_2 = V_3$; La poussée T peut également être exprimée par :

$$T = A_2(P_2 - P_3) \quad (2.10)$$

Pour ($P_2 = P_3$) en utilisant les équations (2.8) et (2.9), nous remplaçons ceci par l'équation (2.10), et nous obtenons :

$$T = \frac{1}{2} \rho A_2 (V_1^2 - V_4^2) \quad (2.11)$$

Assimiler les valeurs de poussée des équations (2.2) et (2.6) et reconnaître que le débit massique $m = \rho A_2 V_2$, on obtient :

$$U_2 = \frac{V_1 + V_4}{2} \quad (2.12)$$

Ainsi, la vitesse du vent dans le plan du rotor, à l'aide de ce modèle simple, est la vitesse moyenne du vent en amont et en aval. Si l'on définit le facteur d'induction axiale, a , comme une diminution décroissante de la vitesse du vent entre le flux libre et le plan du rotor, alors ;

$$a = \frac{V_1 - V_2}{V_1} \quad (2.13)$$

$$V_2 = V_1 (1 - a) \quad (2.14)$$

$$V_4 = V_1 (1 - 2a) \quad (2.15)$$

Lorsque le facteur d'induction axiale est supérieur à 0, la vitesse du vent derrière le rotor diminue de plus en plus. Si $a = 1/2$, le vent a ralenti pour atteindre la vitesse nulle derrière le rotor et la théorie simple n'est plus applicable.

La puissance, P , est égale à la poussée multipliée par la vitesse sur le disque :

$$P = \frac{1}{2} \rho A_2 (V_1^2 - V_4^2) V_2 = \frac{1}{2} \rho A_2 V_2 (V_1 + V_4) (V_1 - V_4) \quad (2.16)$$

En remplaçant V_2 et V_4 par les équations (1.14) et (1.15), on obtient :

$$P = \frac{1}{2} \rho A V^3 4a (1 - a)^2 \quad (2.17)$$

La performance de la turbine éolienne est généralement caractérisée par son coefficient de puissance C_p :

$$C_p = \frac{P}{\frac{1}{2}\rho AV^3} \quad (2.18)$$

A partir de l'équation (2.17), pour un coefficient de puissance idéal et des pertes négligeables, nous pouvons écrire [14] ;

$$C_p = 4a (1 - a)^2 \quad (2.19)$$

Betz a démontré que pour une valeur de $a = 1/3$, le coefficient de puissance C_p est maximal:

$$C_p = \frac{16}{27} = 0.5926 \quad (2.20)$$

D'après les équations (2.6), (2.9) et (2.10), la poussée axiale sur le disque est:

$$C_T = \frac{1}{2}\rho AV^2 [4a(1 - a)] \quad (2.21)$$

Le coefficient du couple est donné par :

$$C_T = \frac{T}{\frac{1}{2}\rho AV^2} \quad (2.22)$$

$$C_T = 4a(1 - a) \quad (2.23)$$

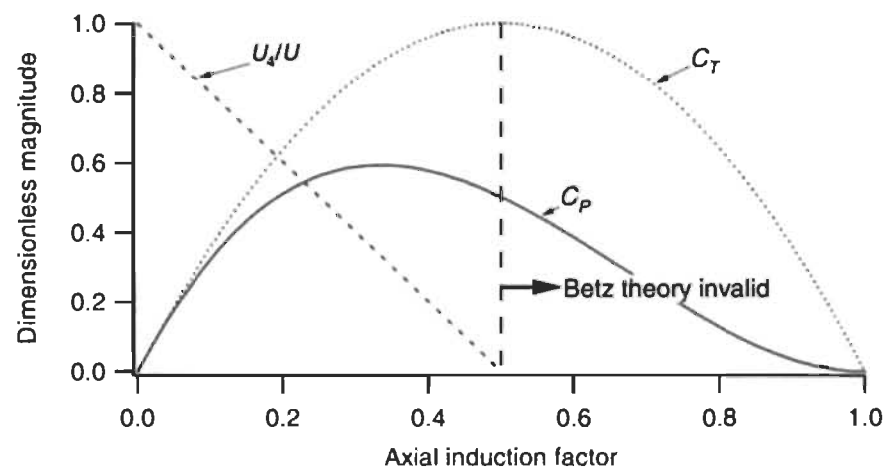


Figure 2-7 Coefficient de puissance et coefficient du couple en fonction du facteur d'induction axial

2.5 Types d'éoliennes

2.5.1 Selon l'orientation de l'axe

Les éoliennes sont souvent classées selon l'orientation de l'arbre portant les pales en deux grandes familles : les éoliennes à axe vertical et les éoliennes à axe horizontal.

2.5.1.1 Éoliennes à axe vertical

Il s'agit de la plus ancienne conception d'éoliennes pour la production d'énergie électrique, dans laquelle les pales tournent autour d'un arbre vertical, et où la génératrice et les organes de commande sont au niveau du sol, ce qui facilite les tâches d'entretien et protège ces composants contre les turbulences et les vents forts. [6]

Les éoliennes à axe vertical peuvent fonctionner dans n'importe quelle direction du vent et avec des vents faibles, de sorte qu'elles sont moins bruyantes que les éoliennes à axe horizontal. Cependant, les vents sont assez faibles près du sol et montrent de fortes turbulences, pour cela ce type d'éolienne est incapable de démarrer automatiquement et nécessite un mécanisme de lancement supplémentaire. L'énergie produite est plus faible que les éoliennes installées dans des hauteurs plus élevées [7]. Les types les plus connus d'éoliennes à axe vertical sont Darrieus et Savonius.

- ***Éolienne de type Savonius :***

Inventée par l'ingénieur finlandais Sigurd Savonius en 1924 et brevetée en 1929, elle est basée sur le principe de la traînée différentielle. Son rotor se compose de deux demi-cylindres qui tournent sur un même axe (cf. figure 2.9). Les efforts exercés par le vent sur chacune des

faces d'un corps creux sont d'intensité différente, ce qui entraîne un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble (cf. figure 2.8).



Figure 2-8 Éolienne à axe vertical
Type Savonius [8]

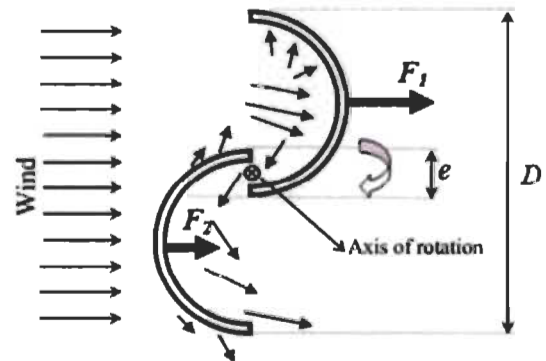


Figure 2-9 Éolienne à axe vertical
Type Savonius [6]

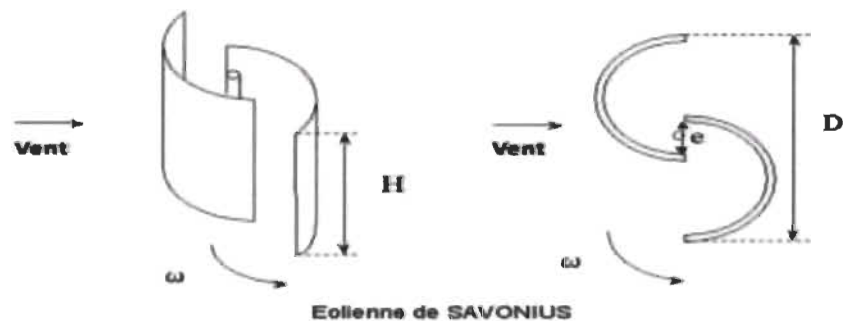


Figure 2-10 Principe de fonctionnement du rotor Savonius [14]

Ce type se caractérise par une faible vitesse de rotation et un couple élevé. La vitesse du vent qui permet à la machine de démarrer est assez faible: environ 2 à 3 m /s. Le coefficient de puissance atteint au maximum la valeur 0,3 [6].

- *Éolienne de type Darrieus :*

Parmi les turbines à axe vertical basées sur la portance, seule la Darrieus a été développée commercialement. Dans les années 1980, de vastes programmes de recherche et développement sur les VAWT de Darrieus ont été menés dans des laboratoires gouvernementaux et dans l'industrie. Des progrès significatifs ont été réalisés dans le développement d'outils, de composants et de systèmes de conception. La plupart des conceptions ont des puissances maximales de moins de 20 kW, et ont de bonnes performances dans des conditions de vent variables en direction et faibles en vitesse. La figure 2.11 montre un exemple de Darrieus disponible dans le commerce (éolienne à pales hélicoïdales) [10].



Figure 2-11 Éolienne de Darrieus (à pales hélicoïdales) [6].

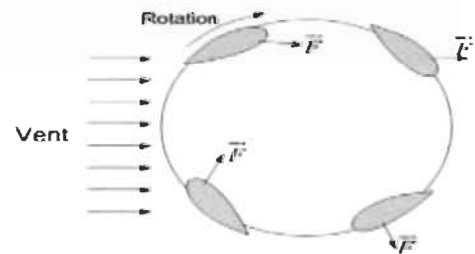


Figure 2-12 Principes de l'éolienne de Darrieus [12]

Ce type de VAWT est basé sur le principe de la variation cyclique d'incidence. Un profil est positionné dans un flux d'air selon différents angles et est soumis à des forces d'intensités et directions variables. La résultante de ces forces génère alors un couple qui provoque la rotation du rotor (cf. figure 2.12) [6]. Parmi les éoliennes Darrieus, il y a une variante

nommée *H_rotor* : les lames incurvées des pales du rotor sont remplacées par des lames droites reliées à l'arbre du rotor par des traverses (cf. figure 2.13).

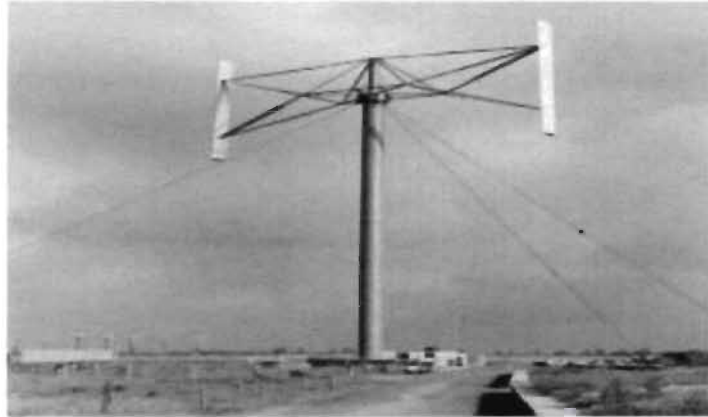


Figure 2-13 Éolienne Darrieus avec rotor en H [6].

Plusieurs recherches sont menées dans le domaine pour améliorer les éoliennes à axe vertical. Toutefois, à ce jour, les coûts de production de ces systèmes sont encore si élevés qu'ils ne peuvent pas concurrencer les rotors à axe horizontal.

2.5.1.2 Éoliennes à axe horizontal

Il s'agit de la conception la plus dominante de la technologie de l'énergie éolienne, où les éoliennes commerciales connectées au réseau sont presque toutes à axe horizontal, soit à deux, soit à trois pales ; c'est le modèle le plus connu et le plus performant du point de vue de l'aérodynamique et de la stabilité géométrique [1].

Les éoliennes à axe horizontal sont basées sur le principe des moulins à vent, qui transforme l'énergie cinétique du vent par les pales en énergie mécanique transmise au rotor, et ce dernier fait tourner une génératrice à l'aide d'un multiplicateur ou par couplément direct dans certains cas [11]; cette génératrice convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Les éoliennes à axe horizontal peuvent fonctionner en amont, « le vent frappe les pales

directement de l'avant » (cf. figure 2.14); c'est le cas de la plupart des éoliennes modernes; comme on peut trouver des éoliennes qui fonctionnent en aval, ce type se trouve souvent dans les éoliennes à petite puissance (cf. figure 2.15) [2].

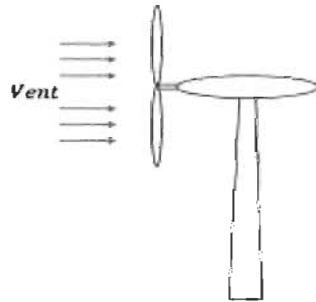


Figure 2-14 Éolienne « amont ».

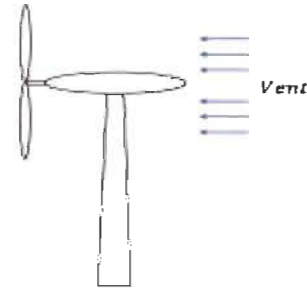


Figure 2-15 Éolienne « aval »

La hauteur de la tour pour les HAWT est extrêmement importante parce que la vitesse du vent augmente avec la hauteur au-dessus du sol. Le diamètre du rotor (D) est également important car il détermine la zone (A) nécessaire pour atteindre un niveau de puissance de sortie spécifique. La figure 2.16 illustre la relation entre le diamètre du rotor et la hauteur de la tour, avec la puissance de la turbine.

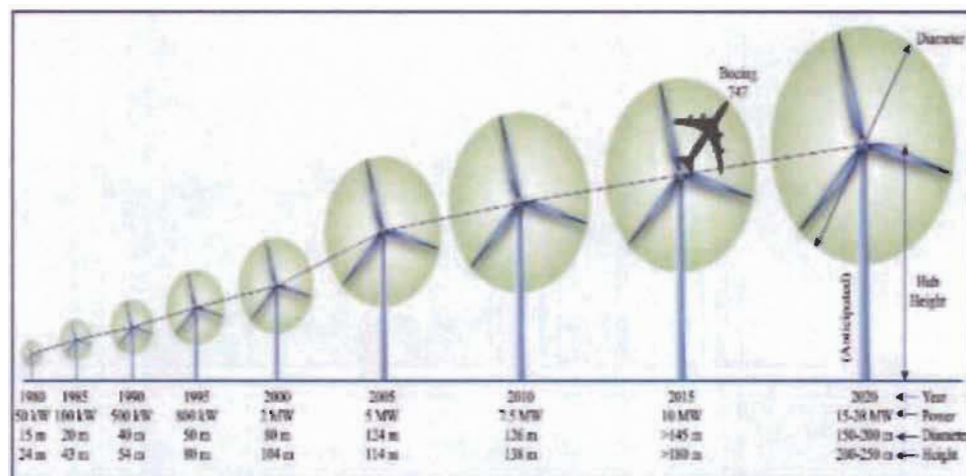


Figure 2-16 Diamètre, hauteur et puissance des éoliennes [13].

La Figure 2.17 représente les différentes courbes de puissance des éoliennes modernes par rapport au coefficient de puissance et au coefficient de vitesse, où l'on constate que le coefficient de puissance diffère selon le type d'éolienne à axe vertical ou horizontal, et également selon le nombre des pales du même type.

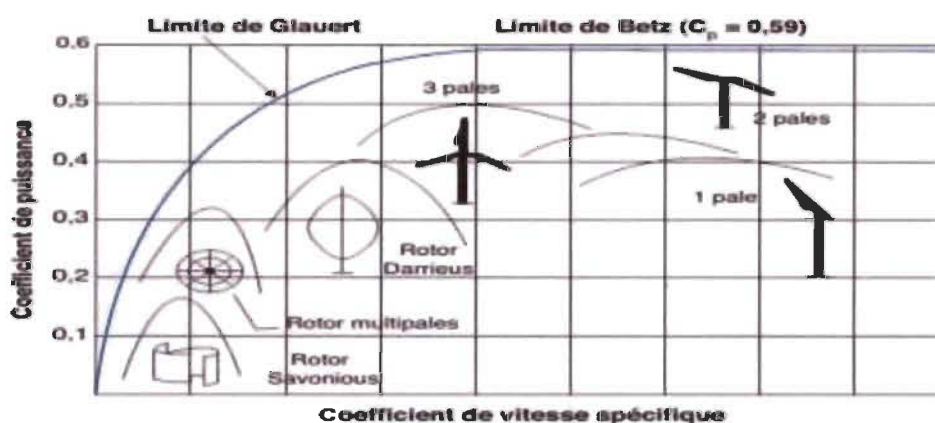


Figure 2-17 Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [12]

2.5.2 Types d'éoliennes selon la vitesse de fonctionnement

Selon la vitesse de fonctionnement de la génératrice, il existe deux types d'éoliennes :

2.5.2.1 Éoliennes à vitesse fixe

Ce type d'éolienne est considéré comme le plus ancien et le plus simple au niveau de sa conception, cependant il nécessite l'utilisation d'un multiplicateur afin de ramener la vitesse de la turbine à une vitesse constante suffisante pour l'entraînement de la génératrice; cette vitesse est maintenue constante via un système d'orientation des pales (pitch control). En général, ce type d'éolienne utilise une génératrice asynchrone à cage, dont le stator est couplé directement au réseau; pour ce système, l'amplitude et la fréquence de la tension produite par cette génératrice sont imposées par le réseau et liées au nombre de pôles de la génératrice [6]. Ce type a été utilisé pendant plusieurs années en raison de la robustesse et de la simplicité

de sa conception, c'est à dire qu'il n'a pas besoin de convertisseurs statiques, ce qui minimise son coût et rend l'entretien plus facile.

Toutefois, les éoliennes à vitesse fixe présentent plusieurs inconvénients, ce qui rend l'utilisation de ce type très limitée; parmi ces inconvénients : les fluctuations de la vitesse du vent qu'ils convertissent en perturbations mécaniques et qui influent négativement sur la qualité de l'énergie produite, des dommages mécaniques, du stress et des fatigues, son contrôle de la qualité de l'énergie très limité, et aucun contrôle de l'énergie réactive ce qui impose l'utilisation d'un système de compensation indiquant la capacitance (cf. figure 2.18) [14].

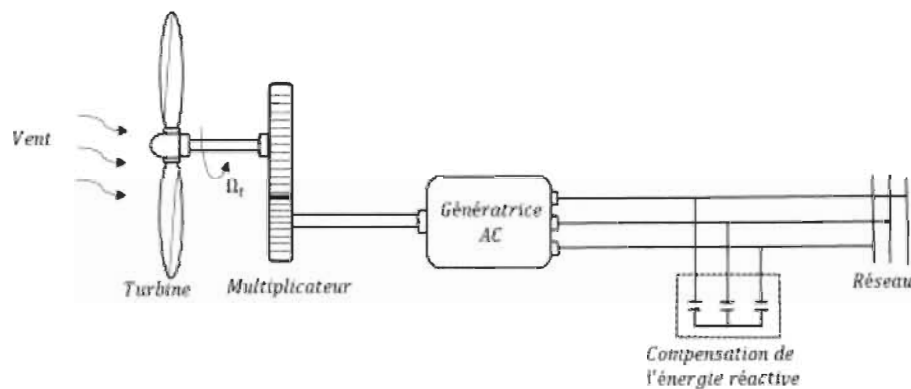


Figure 2-18 Système éolienne à vitesse fixe [3]

Grâce au développement de l'électronique de puissance (précisément dans les convertisseurs statiques), le fonctionnement à vitesse variable est devenu possible. Le concept est basé sur l'exploitation maximale de l'énergie du vent, pour cela il est nécessaire d'ajuster en permanence la vitesse de la génératrice avec la vitesse du vent afin d'extraire une puissance maximale pour chaque vitesse du vent : le principe de ce contrôle peut être représenté graphiquement sous forme de la puissance d'entrée de la turbine P (kW), en

fonction de la vitesse de rotation du rotor Ω_{mec} (tr/min), avec différentes vitesses du vent (cf. figure 2.19) [15].

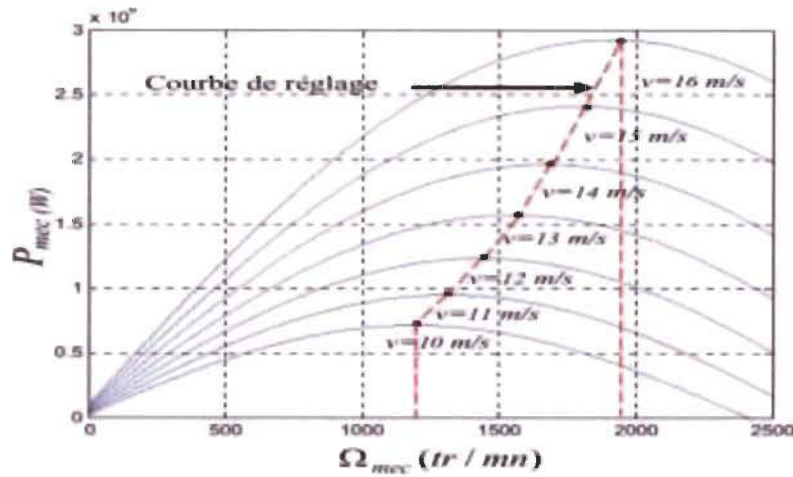


Figure 2-19 Caractéristiques de l'éolienne pour un fonctionnement à vitesse variable Source [16]

2.6 Topologies et générateurs des système éoliens.

Plusieurs critères sont pris en compte dans la détermination de la topologie et du type de génératrice utilisé pour la production de l'énergie éolienne : comme le type par rapport à la vitesse, une éolienne à vitesse fixe ou variable, la puissance qui peut être une éolienne de petite taille ou de grande taille, ou l'éolienne connectée au réseau ou autonome [17]. En règle générale, il y a deux types de générateurs utilisés dans les éoliennes : asynchrones et synchrones.

2.6.1 Éoliennes utilisant les machines asynchrones :

Le développement dans le domaine de l'électronique de puissance a permis aux génératrices asynchrones de devenir l'un des choix préférés dans la production aérodynamique de l'énergie électrique; ce type de génératrice est moins cher, robuste et

n'exige pas beaucoup de maintenance. Cependant, le principal inconvénient de ce type est la nécessité d'utiliser un dispositif de récupération de l'énergie réactive (des condensateurs).

Il existe plusieurs types de générateurs asynchrones utilisés dans les turbines éoliennes, mais dans la pratique on trouve généralement deux types de génératrices asynchrones qui sont les plus utilisées pour des raisons économiques et énergétiques : les génératrices à cage d'écureuil (SCIG) et les génératrices asynchrones à double alimentation (GADA) [18].

2.6.1.1 Générateur asynchrone à double alimentation (GADA)

La figure 2.20 présente le schéma simplifié d'une éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), où les enroulements statoriques sont connectés directement au réseau (l'amplitude et la fréquence de la tension sont fixes et imposées par le réseau) et les enroulements du rotor sont connectés au réseau par deux convertisseurs de puissance de type dos à dos reliés avec un bus continu à base de condensateurs qui agit comme une source de tension continue.

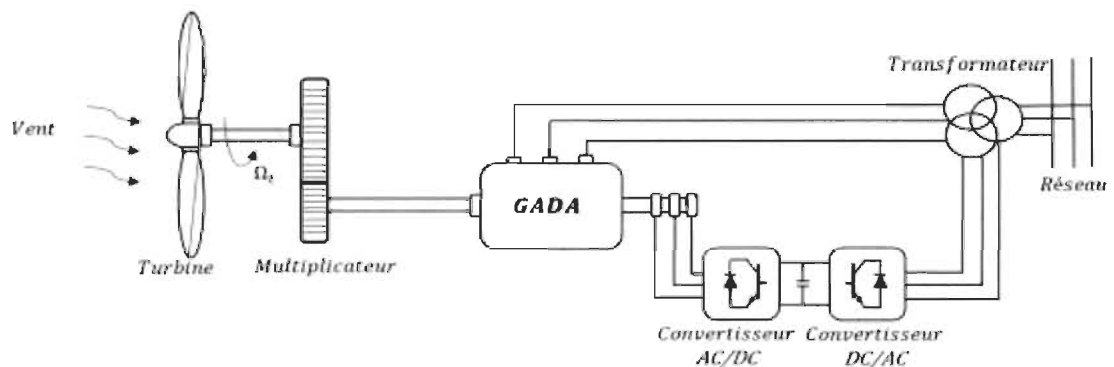


Figure 2-20 Schéma d'une éolienne à base de GADA

Le principe de ce type est basé sur le contrôle de l'écoulement de la puissance de glissement; la commande du convertisseur côté rotor nous permet de régler le couple électromagnétique

du système et de récupérer une partie de la puissance du rotor afin de l'injecter au réseau [19]. D'autre part, le convertisseur côté réseau régule la liaison CC dans le but d'atteindre une tension de sortie avec une fréquence équivalente à celle du réseau [18].

Par rapport à d'autres types de générateurs, la GADA offre les avantages suivants :

- ✓ La réduction du coût de l'onduleur, car les convertisseurs sont dimensionnés juste pour une puissance comprise entre 25 à 30% de la puissance nominale de la machine [20];
- ✓ La diminution de la puissance des convertisseurs statiques permettant la minimisation des composants de filtrage et de conversion;
- ✓ La robustesse et une réponse stable aux perturbations externes.

L'un des inconvénients de la GADA est l'utilisation de bagues collectrices qui nécessitent un entretien périodique. [18].

2.6.1.2 Générateur asynchrone à cage d'écureuil (SCIG).

Ce dispositif est considéré comme le plus simple et le plus couramment utilisé, dans lequel le rotor de la SCIG est couplé mécaniquement à l'arbre de transmission de l'éolienne par l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse, et où le stator est connecté directement au réseau (cf. figure 2.21) [21]. Le nombre de paires de pôles de la génératrice est fixe, elle doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs, par conséquent pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit maintenir une vitesse de rotation proche du synchronisme (point $g=0$).

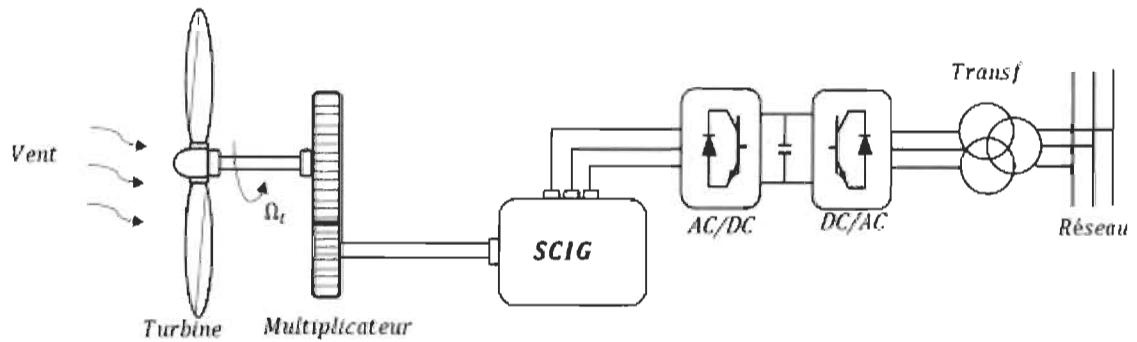


Figure 2-21 Système d'éolienne basé sur une machine asynchrone à cage d'écureuil (SCIG).

SCIG étant un générateur à vitesse fixe, pour un vent particulier la puissance active de sortie est également fixe. Ainsi, avec l'augmentation de la vitesse du vent, il en va de même pour la puissance de sortie et la puissance nominale est atteinte. La vitesse du vent à ce moment est appelée la vitesse nominale du vent. Au-delà de cette vitesse, le système de contrôle de l'angle de calage empêchera la puissance de sortie de dépasser la valeur nominale. En d'autres termes, lorsque la vitesse du vent est inférieure à la valeur nominale, la puissance capturée peut varier en fonction de la vitesse du vent; et lorsque la vitesse du vent est supérieure à la valeur nominale, le système limitera la puissance générée par le contrôle de l'angle de tangage (contrôle de la vitesse du vent).

2.6.2 Éoliennes utilisant les machines synchrones

Différentes topologies sont disponibles dans ce type de système éolien, et chaque topologie présente des avantages et des inconvénients. Cependant il y a deux topologies qui sont les plus répandues et qui sont devenues très compétitives par rapport aux systèmes utilisant les machines asynchrones : la génératrice synchrone à rotor bobiné et la génératrice synchrone à aimant permanent.

2.6.2.1 Génératrice synchrone à rotor bobiné

Dans ce type, la connexion directe des enroulements statoriques au réseau est impossible à cause de la variation de la fréquence de la tension générée, cette dernière dépendant de la vitesse de rotation du rotor et par conséquent de la vitesse du vent. Pour cela le stator doit être connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur dos à dos séparé par un bus continu (cf. figure 2.22); le convertisseur côté rotor convertit la tension générée par la génératrice en tension continue et permet également le contrôle de la vitesse de rotation. Le bus continu joue le rôle de régulateur de tension continue, il réagit généralement comme une source de tension ; le convertisseur côté rotor permet de convertir la tension continue en tension alternative, avec une amplitude et une fréquence similaire à celles du réseau, il assure aussi la récupération d'un maximum de puissance et l'injecte au réseau avec la compensation de la puissance réactive.

Ce type de génératrice présente plusieurs avantages par rapport à d'autres types tels que :

- ✓ L'élimination du multiplicateur; couplage direct à l'éolienne;
- ✓ Un meilleur rendement par rapport aux génératrices asynchrones, parce que le courant statorique est utilisé pour la génération du couple électromagnétique;
- ✓ Un fonctionnement sur une large gamme de vitesse [21][22].

Cependant ce système basé sur une GSRB nécessite une maintenance régulière du système des contacts glissants, et il exige un circuit externe d'excitation assuré par un redresseur connecté au réseau.

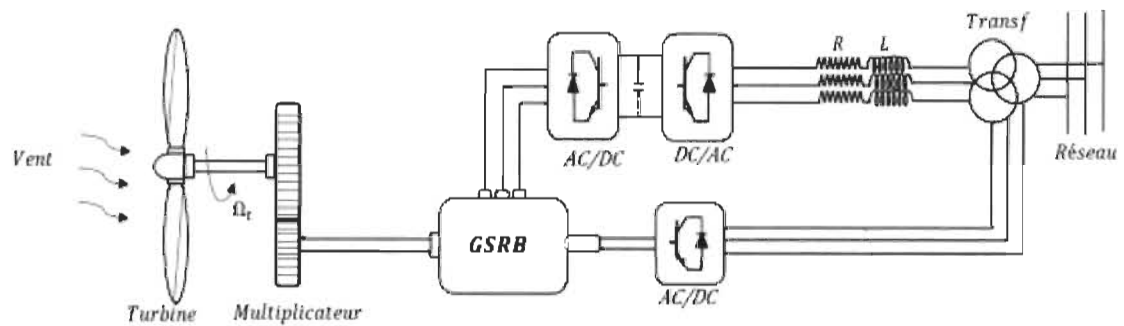


Figure 2-22 Système d'éolienne avec une génératrice synchrone à rotor bobiné

2.6.2.2 Génératrice synchrone à aimant permanent

Le rotor de ce type est construit à partir d'un aimant permanent, ce qui donne plusieurs avantages par rapport à d'autres types de génératrices, tel que le faible coût d'entretien, la possibilité d'éliminer le multiplicateur, et par conséquent d'éliminer les perturbations, le bruit et les pertes d'énergie causées par ce dernier avec l'utilisation d'un nombre important de paires de pôles [18][20]. Selon le système de conversion utilisé pour l'injection de l'énergie produite au réseau, on peut citer deux types [21] :

- ***Système de conversion unidirectionnel***

La figure 2.23 montre un système éolien à base d'une GSAP connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur unidirectionnel qui se compose d'un redresseur à base de diodes contrôlant le couple électromagnétique, suivi par un hacheur élévateur permettant l'augmentation de la tension continue et qui alimente un onduleur MLI, ce dernier assurant le contrôle de la tension continue et permettant d'injecter un maximum de puissance au réseau tout en s'assurant qu'un meilleur facteur de puissance est maintenu [18] [23].

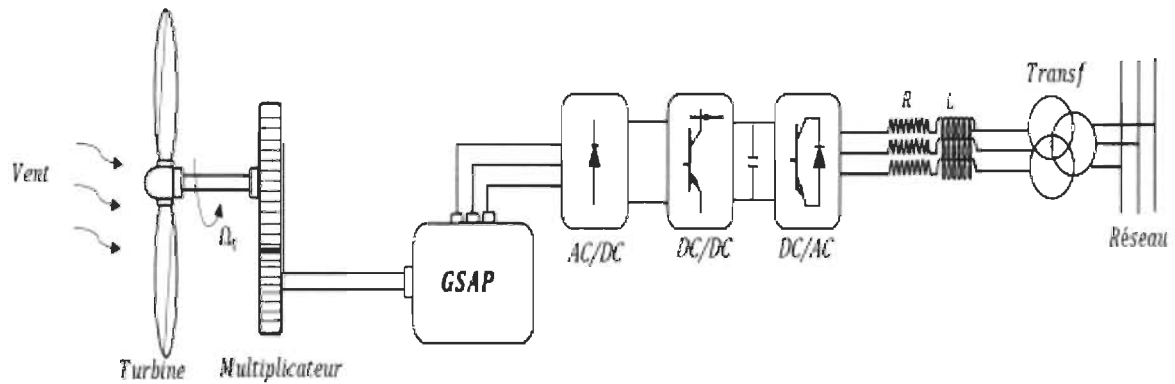


Figure 2-23 Couplage unidirectionnel d'une GSAP au réseau

L'inconvénient de ce type est la déformation de la forme d'onde du courant statorique causée par l'utilisation d'un redresseur à base de diodes, ce qui entraîne la production des harmoniques et des ondulations de couple et augmente les pertes d'énergie [23].

- ***Système de conversion bidirectionnel***

Dans ce type, l'énergie circule dans les deux sens, de la génératrice vers le réseau ou bien du réseau vers la turbine éolienne qui agit comme une charge consommatrice dans ce cas; la connexion des enroulements statoriques au réseau est assurée par un convertisseur dos à dos avec un bus continu au milieu, comme il est présenté sur la figure 2.24; dans cette configuration, les deux convertisseurs sont à IGBT, ce qui donne l'avantage à cette configuration par rapport à la précédente en termes de commande optimale de la GSAP, avec une minimisation des pertes dans le stator [21].

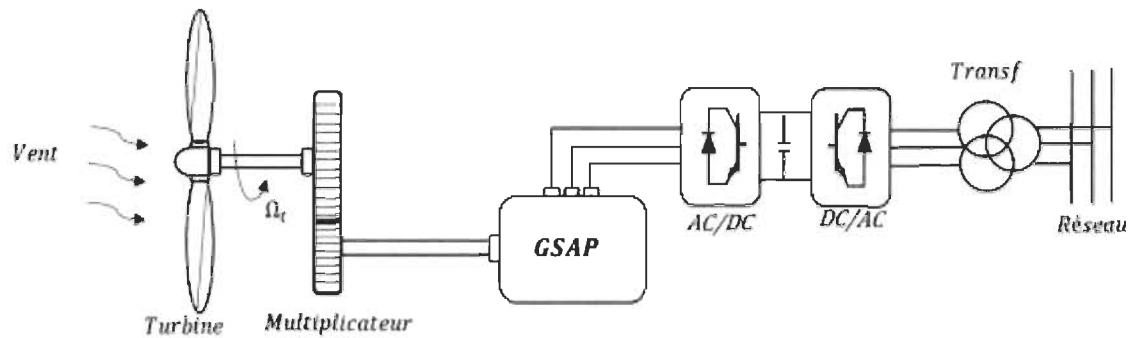


Figure 2-24 Couplage bidirectionnel d'une GSAP au réseau

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu de l'énergie éolienne dans le monde, des étapes du développement des éoliennes et leurs différents types selon leurs axes de rotation et selon le type de vitesse de fonctionnement fixe ou variable, et les avantages et les inconvénients de chaque type et son utilisation dans la pratique. Nous avons également vu les différentes parties d'une éolienne à axe horizontal. La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée au principe de la conversion mécanique et électromagnétique, et aux différents types et topologies des génératrices utilisées dans les systèmes éoliens. Nous avons fait une comparaison entre les systèmes basés sur des machines asynchrones et ceux utilisant les génératrices synchrones, dont nous avons vu les topologies les plus utilisées dans chaque type.

Chapitre 3 - MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA TURBINE ÉOLIENNE

3.1 Introduction

Afin d'étudier le comportement de la turbine éolienne dans différentes conditions de fonctionnement, il est essentiel de développer un modèle mathématique de la turbine, en décrivant le comportement dynamique du système en fonction de différents paramètres, dont certains sont des caractéristiques intrinsèques du système dépendant uniquement de son état actuel, tandis que d'autres peuvent être contrôlés afin d'obtenir un comportement souhaité de l'éolienne [27].

3.2 Modélisation de l'éolienne

3.2.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la turbine éolienne

En raison de la complexité du système, il est impossible de décrire un modèle complet qui prend en compte tous les paramètres influençant le fonctionnement de la turbine éolienne; pour composer avec cela, on doit poser certaines hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simplifié de la turbine basé sur les éléments essentiels qui interagissent dans le comportement de l'éolienne. Notre système dans cette étude est basé sur une turbine éolienne tripale, soumise à un vent d'une vitesse v ; sous la force du vent les pales tournent et créent un couple T_t qui fait tourner un arbre d'entraînement sur lequel elles sont fixées; la vitesse de rotation de l'ensemble est nommée vitesse angulaire de la turbine et est nommée Ω_t ; cette

vitesse est relativement faible, et pour cela l'arbre d'entraînement est relié à un multiplicateur qui est caractérisé par son rapport de transmission G et qui vise à ramener la vitesse de l'éolienne à une valeur suffisante pour faire tourner la génératrice électrique [28].

La figure 3.1 présente un schéma simplifié du système mécanique de l'éolienne qui comporte trois pales de conceptions identiques; chaque pale est caractérisée par son inertie J_{pale} , un coefficient d'élasticité K_b , un coefficient de frottement par rapport à l'air d_b , un coefficient de frottement par rapport au support f_{pale} et sa vitesse d'orientation β_b [28].

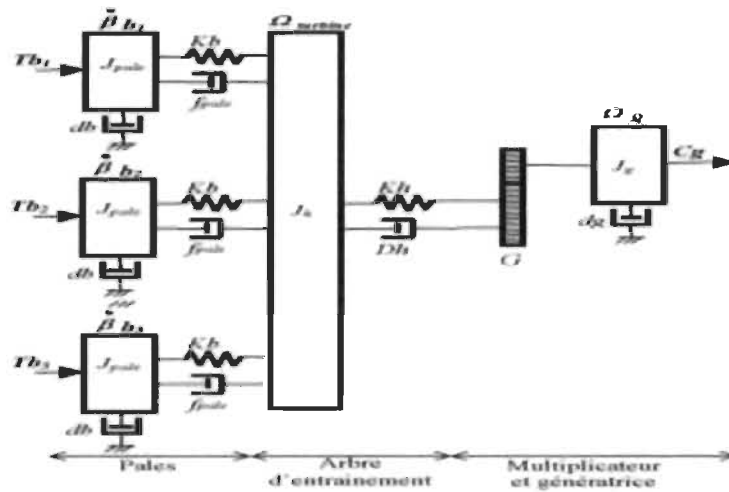


Figure 3-1 Schéma simplifié du système mécanique des pales [28]

La répartition de la vitesse du vent est identique et uniforme sur les trois pales, le coefficient de frottement par rapport à l'air d_b et le coefficient de frottement par rapport au support sont négligeables. Les trois pales sont fixées à un arbre d'entraînement qui est caractérisé par son inertie J_h , son élasticité K_h et son coefficient de frottement D_h ; cet arbre transmet un mouvement mécanique rotatif par l'intermédiaire d'un multiplicateur de gain G à l'arbre de la génératrice qui se caractérise par son inertie J_g et un coefficient de frottement d_g .

3.2.2 Modèle de la turbine

La figure 3.2 présente une turbine éolienne avec trois pales de longueur R , tourne sous la force du vent v pour entraîner une génératrice synchrone à une vitesse mécanique Ω_{mec} , par l'intermédiaire d'un multiplicateur de gain G .

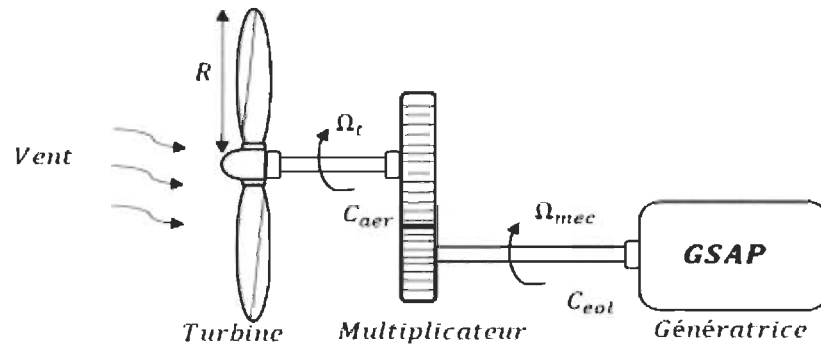


Figure 3-2 Schéma de la turbine éolienne

Selon l'équation (2.4) de chapitre 02 ;

$$P_v = \frac{1}{2} \rho V^3 A \quad (3.1)$$

Cette formule présente la puissance éolienne ou la puissance du vent, qui est la quantité d'énergie extraite lors de la circulation du vent dans une surface A , avec une vitesse V .

ρ : la densité de l'air en Kg/m^3 (généralement $\rho = 1.225 kg/m^3$, pour les conditions atmosphériques).

Cette puissance va transmettre à l'arbre de la génératrice en puissance aérodynamique ou en puissance de turbine, elle est donnée par ;

$$P_{tur} = P_v \cdot C_p = \frac{1}{2} C_p (\lambda, \beta) \cdot \rho V^3 A \quad (3.2)$$

Nous avons vu dans le chapitre précédent que C_p est le coefficient de puissance ou de performance, il représente le rapport entre la puissance éolienne et la puissance de la turbine :

$$C_P = \frac{P_v}{P_{tur}} \quad (3.3)$$

Selon la loi de Betz, ce coefficient ne peut jamais dépasser la valeur de 16/27 et il est donné dans la plupart des études en fonction λ , qui est le ratio de la vitesse de la génératrice et la vitesse du vent et β l'angle de calage (Pitch angle), où λ est donnée par l'équation :

$$\lambda = \frac{\Omega_{tur} \cdot R}{v} \quad (3.4)$$

Avec Ω_{tur} qui est la vitesse de la génératrice en rd/s .

Le coefficient de puissance de la turbine est souvent déterminé après des essais empiriques, il dépend essentiellement de la vitesse du vent et des caractéristiques de la turbine éolienne elle-même. Plusieurs littératures ont présenté la variation du coefficient de puissance C_p par la formule [29] :

$$C_p = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \cdot \beta - C_4 \right) e^{\frac{-C_5}{\lambda_i}} + C_6 \cdot \lambda \quad (3.5)$$

Avec

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}} \quad (3.6)$$

C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 et C_6 sont des coefficients liés aux caractéristiques de la turbine, ils sont donnés pour les turbines de grande puissance comme suit :

Tableau 3-1 Caractéristiques de la turbine éolienne

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
0.5176	116	0.4	5	21	0.0068

❖ Courbe de puissance avec l'angle de calage $\beta = 0^\circ$

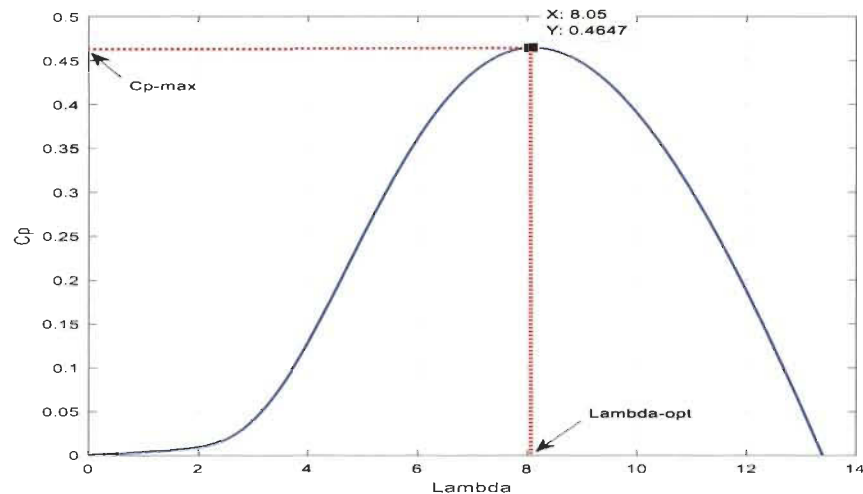


Figure 3-3 Coefficient de puissance en fonction de lambda (avec $\beta = 0^\circ$).

❖ Courbe de puissance avec différentes valeurs de β

La figure 3.3 présente la courbe du coefficient de puissance de la turbine éolienne C_p en fonction de la vitesse spécifique λ , avec le changement de l'angle de calage β . La première remarque qui peut être apportée est la diminution du coefficient de puissance C_p avec l'augmentation de l'angle de calage, où avec $\beta = 0$ le coefficient de puissance C_p est maximal et égal à $C_{p-max} = 0.48$, cependant à $\beta = 8^\circ$ par exemple, $C_p = 0.27$. La deuxième remarque est qu'avec un angle de calage $\beta = 2^\circ$, nous observons que la courbe de puissance couvre une large gamme de vitesse, avec un coefficient $C_p = 0.4$; cette courbe est convenable pour les éoliennes à vitesse variable qui fonctionnent sous une large gamme de vitesse de vent.

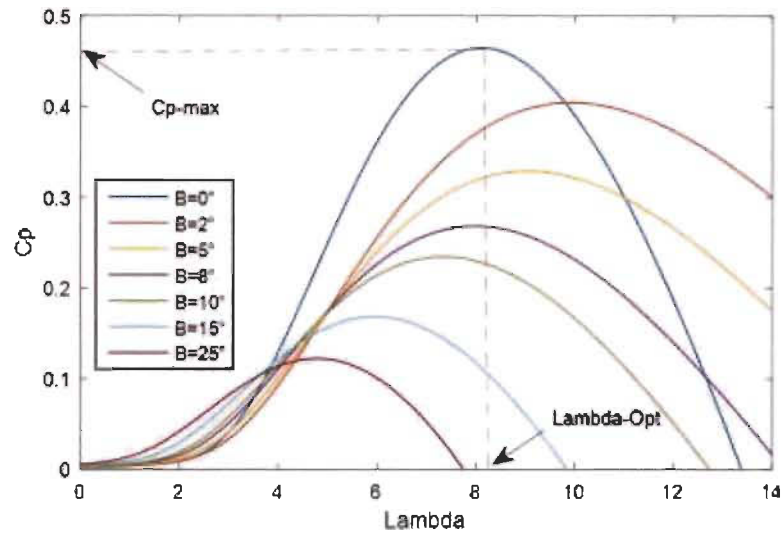


Figure 3-4 C_p en fonction de λ (avec différentes valeurs de β).

3.2.3 Modèle de multiplicateur

Le multiplicateur est un convertisseur mécanique qui augmente la vitesse de l'arbre lent de la turbine éolienne à une vitesse plus rapide, ce qui permet l'entraînement de la génératrice électrique; il est caractérisé par son gain G et par l'inertie qui est considérée comme négligeable par rapport à l'inertie totale de la turbine J_{tur} , de sorte que le modèle mathématique de multiplicateur peut être écrit comme suit :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (3.7)$$

$$\Omega_{tur} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (3.8)$$

3.2.4 Équation dynamique de l'arbre

L'équation fondamentale de la dynamique du système peut être écrite à partir de la figure 3.1, elle représente l'évolution de la vitesse mécanique Ω_{mec} à partir d'un couple mécanique C_{mec} appliqué à l'arbre de la génératrice.

$$J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (3.9)$$

Où :

J : Inertie totale ramenée au rotor de la génératrice, elle est donnée par :

$$J = \frac{J_{tur}}{G^2} + J_g \quad (3.10)$$

Avec

J_{tur} : Inertie de la turbine.

J_g : Inertie de la génératrice.

Le couple de ce système est la somme des couples appliqués au rotor, il est écrit comme suit :

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_f \quad (3.11)$$

C_{em} : le couple électromagnétique de la génératrice

C_f : le couple de frottement visqueux, il est donné par ;

$$C_f = f \cdot \Omega_{mec} \quad (3.12)$$

C_g : le couple issu du multiplicateur

L'utilisation de ce modèle mathématique nous permettra de développer un schéma de contrôle de la turbine éolienne; la figure 3.5 présente un schéma de commande basé sur le modèle mathématique de différentes parties du système éolien; comme la sortie du système est la vitesse mécanique de la génératrice Ω_{mec} , qui dépend de certains paramètres d'entrée comme la vitesse de vent v et l'angle de calage β , le couple électromagnétique C_{em} est considéré comme un élément de perturbation.

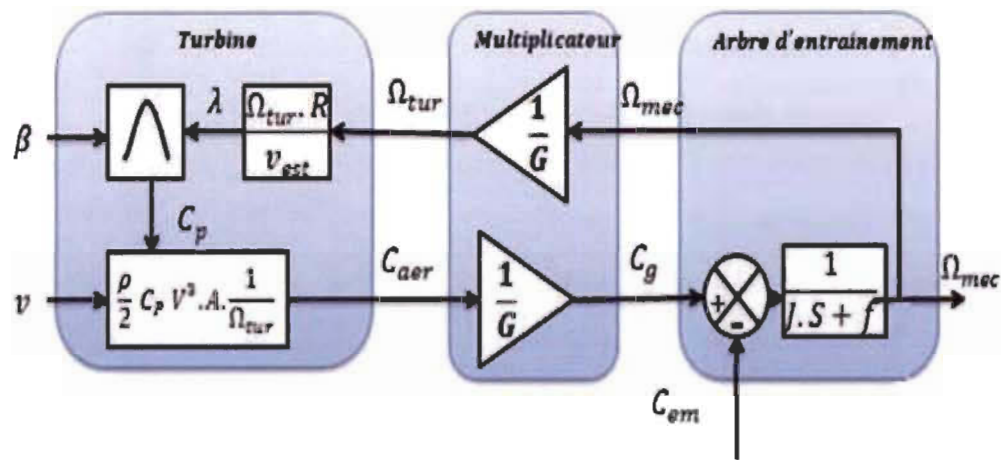


Figure 3-5 Schéma fonctionnel de la turbine éolienne

3.3 Zones de fonctionnement de l'éolienne

En général, le fonctionnement d'une turbine éolienne à vitesse variable peut être déterminé dans trois zones en fonction de la vitesse du vent, comme le montre la figure 3.6 [28][20] [30][12].

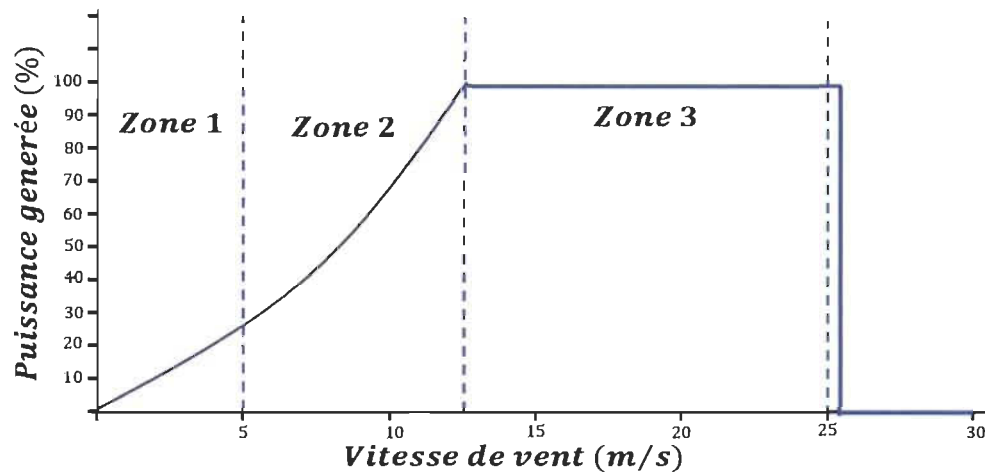


Figure 3-6 Zones de fonctionnement d'une turbine éolienne [30]

Le but est d'obtenir une puissance fournie maximale pour une vitesse du vent v , les 3 zones peuvent être définies comme suit :

- ❖ Zone 01 : elle représente la zone de démarrage où la vitesse du vent est très faible et inférieure au seuil de vitesse requis pour l'entraînement de la génératrice.
- ❖ Zone 02 : pour une certaine valeur minimale de la vitesse du vent, la génératrice démarre et peut fonctionner entre des vitesses Ω_{min} et Ω_{nom} , pour extraire le maximum de puissance; l'angle de calage est maintenu constant (dans notre cas $\beta = 0$) et un algorithme de commande est appliqué afin de garder un rapport de vitesse optimale λ_{opt} tout en agissant sur le couple électromagnétique afin de contrôler la vitesse de rotation.

- ❖ Zone 03 : correspond à des vitesses de vent élevées, supérieures à la vitesse nominale; dans ce cas la vitesse de rotation de l'éolienne doit être réglée en agissant sur l'angle de calage β , de façon à ne pas dépasser une vitesse maximale Ω_{max} , et au-delà de cette vitesse du vent, l'éolienne sera verrouillée pour éviter tout dommage [31] [32].

Dans ce travail la commande utilisée correspond à la zone 02, où nous souhaitons obtenir une puissance maximale qui équivaut à une valeur de ration de vitesse λ_{opt} , par le contrôle de la vitesse de rotation en agissant sur le couple électromagnétique C_{em} ; ce principe est appelé point d'extraction de la puissance maximale (*Maximum Power Point Tracking* (MPPT)).

3.4 Technique d'extraction du maximum de puissance (MPPT)

L'objectif principal de cette technique est de maximiser la puissance capturée de la turbine éolienne pour différentes vitesses du vent, le principe étant d'ajuster la vitesse de la turbine tout en gardant le ratio de la vitesse λ_{opt} maximal.

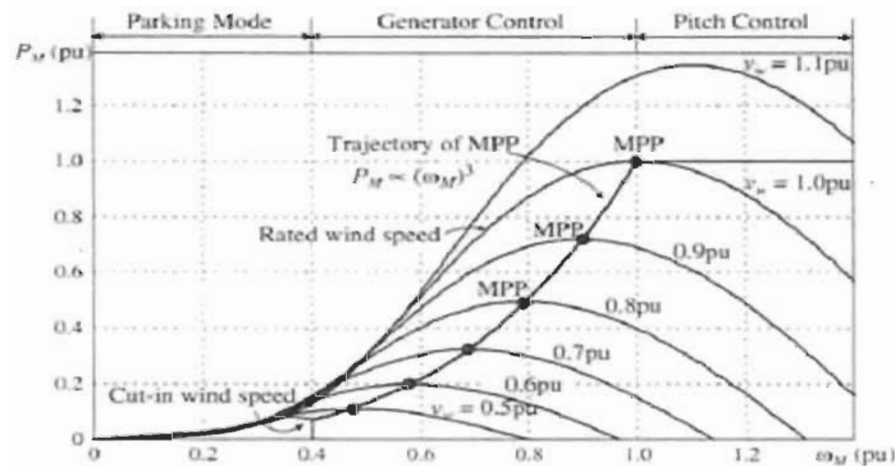


Figure 3-7 Courbe de la puissance mécanique en fonction de la vitesse mécanique avec MPPT

La figure 3.7 montre la courbe de la puissance de l'éolienne en fonction de la vitesse angulaire $P(\Omega)$ d'une turbine éolienne. Nous pouvons constater que pour chaque valeur de la vitesse du vent, il y a un point de puissance maximale (MPP) où le ratio de vitesse est optimal λ_{opt} . Pour cela il faut contrôler et régler la vitesse de la turbine de façon à garder le rapport $\frac{\Omega_{mec} * R}{v_{vent}}$ égal à λ_{opt} et pour s'assurer que la turbine fonctionne toujours dans le point MPP. La trajectoire de MPP peut être donnée par la formule :

$$P_{mec} \propto \Omega_{mec}^3 \quad (3.13)$$

Où

P_M : est la puissance mécanique capturée à partir de la turbine, elle est exprimée en fonction du couple mécanique par la relation :

$$P_{mec} = C_{mec} \Omega_{mec} \quad (3.14)$$

La relation entre ces trois paramètres nous permettra de déterminer la vitesse optimale et le couple de référence, afin de réaliser un contrôle MPPT de la turbine éolienne [31]. Il existe deux types de MPPT [28] :

- Contrôle par asservissement de la vitesse mécanique;
- Contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.

3.4.1 Contrôle sans asservissement de la vitesse

Dans cas, nous considérons que la variation de la vitesse en régime dynamique de l'éolienne est négligeable, de sorte que l'équation statique de la turbine peut être déduite de l'équation dynamique (3.9), où le couple de démarrage est considéré comme nul.

$$J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} = 0 = C_g - C_{em} - C_f \quad (3.15)$$

Dans ce cas le couple de frottement visqueux C_f est considéré comme négligeable par rapport au couple de la génératrice C_g . alors :

$$C_{em} = C_g \quad (3.16)$$

La vitesse du vent dans ce cas n'est pas contrôlée par un capteur de vitesse (anémomètre), mais elle est estimée en fonction du rapport de vitesse λ_{opt} , qui correspond à la puissance maximale capturée de l'éolienne, à partir de l'équation (3.4); on peut déduire l'expression de la vitesse estimée du vent [28] :

$$v_{est} = \frac{\Omega_{tur} \cdot R}{\lambda_{opt}} \quad (2.17)$$

Afin de contrôler la vitesse mécanique Ω_{mec} , il faut calculer un couple électromagnétique référence C_{em_ref} qui peut être donné par :

$$C_{em_ref} = \frac{C_{aer_est}}{G} \quad (3.18)$$

Où

C_{aer_est} : est le couple éolien estimé, ce dernier peut être calculé selon l'équation :

$$C_{aer_est} = \frac{P_{aer_est}}{\Omega_{tur_est}} = \frac{1}{2} C_{p_max} \cdot \rho \cdot S \cdot \frac{v_{est}^3}{\Omega_{tur_est}} \quad (3.19)$$

Avec

$$\Omega_{tur_est} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (3.20)$$

A partir de ces équations, nous pouvons définir un schéma fonctionnel de la figure 3.8 qui présente la structure de contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse du vent.

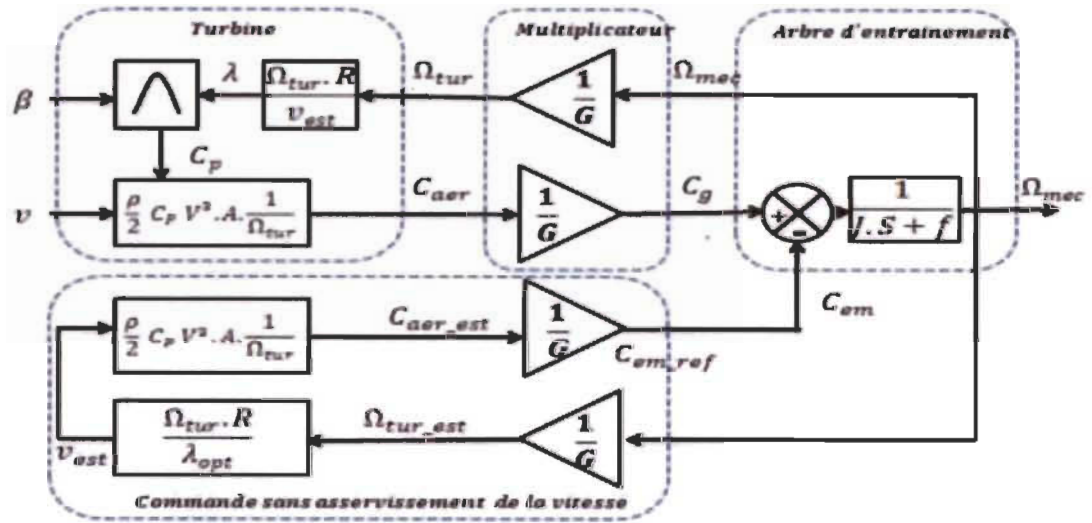


Figure 3-8 Schéma bloc de la MPPT sans asservissement de la vitesse

3.4.2 Contrôle avec asservissement de la vitesse

Le principe de cette méthode est de rechercher le point de puissance maximale, en fonction de la vitesse du vent en temps réel, avec le maintien du rapport puissance / vitesse du vent constant, et comme nous l'avons vu dans le modèle du vent, la vitesse du vent est très variable et fluctuante; cette variation affecte directement la puissance de la turbine éolienne. Le principe de cette configuration est de générer une puissance de référence à chaque valeur de la vitesse, cette valeur présente la puissance maximale extraite pour une vitesse du vent donnée. Cette puissance de référence sera comparée à la puissance de la turbine pour produire un signal de commande de la puissance. [31]

La génératrice électrique et les convertisseurs de puissance sont considérés comme idéaux, pour toute la gamme de la puissance générée; par conséquent, le couple électromagnétique développé par la génératrice est considéré égal au couple de référence [28]

$$C_{em} = C_{em_ref} \quad (3.21)$$

À partir de ce couple électromagnétique de référence C_{em_ref} , la vitesse mécanique du générateur peut être contrôlée en générant une vitesse de référence Ω_{mec_ref} . La méthode la plus connue pour cette commande est l'utilisation d'un contrôleur de type Proportionnel Intégral (PI); la relation qui réunit le couple de référence et la vitesse de consigne avec le contrôleur PI peut être donnée par la relation :

$$C_{em_ref} = R_{\Omega}(\Omega_{mec_ref} - \Omega_{mec}) \quad (3.22)$$

Avec

R_{Ω} : Régulateur de vitesse (PI).

Selon la relation 3.4 on peut définir la vitesse mécanique de référence comme suit :

$$\Omega_{tur-ref} = \frac{\lambda_{opt}.v}{R} \quad (3.23)$$

La figure 3.9 présente le schéma de commande de la turbine avec l'extraction d'un maximum de puissance (MPPT), avec l'utilisation d'un contrôleur PI pour la génération d'une vitesse de référence Ω_{mec_ref} , avec l'asservissement de la vitesse.

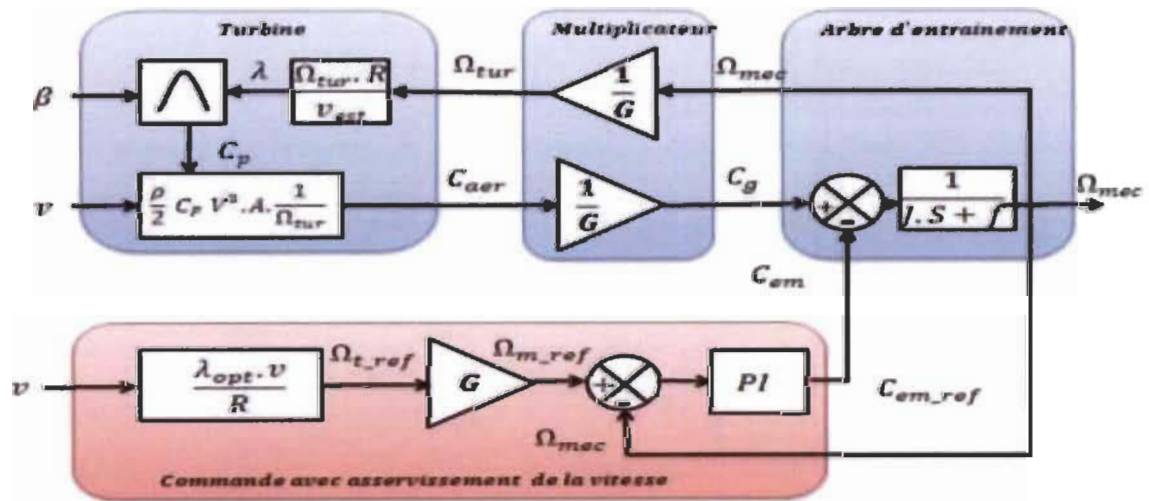


Figure 3-9 Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

3.4.2.1 Conception du régulateur de vitesse

Les deux types de correcteurs les plus utilisés dans la régulation de la vitesse de la turbine éolienne sont le correcteur *PI* à avance de phase et le correcteur *PI* avec anticipation.

- **Régulateur *PI* à avance de phase**

La relation du correcteur proportionnel intégral *PI* est donnée par :

$$C_{em_ref} = \left(\frac{k_{pv}s + k_{iv}}{\tau s + 1} \right) (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (3.24)$$

k_{pv}, k_{iv} et τ : Les paramètres du correcteur, avec :

k_{pv} : Gain proportionnel

k_{iv} : Gain intégral

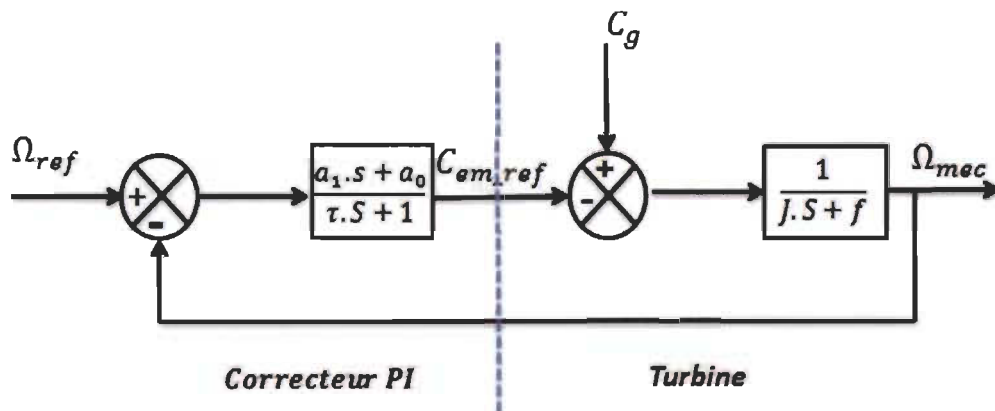


Figure 3-10 Régulateur *PI* à avance de phase

En boucle fermée la fonction du transfert peut s'écrire comme suit :

$$\Omega_{mec} = F(s)\Omega_{ref} + P(s)C_g \quad (3.25)$$

Avec

$F(s)$: La fonction de transfert sur la référence de la vitesse

$$F(s) = \frac{k_{pv} s + k_{iv}}{J\tau s^2 + (f \cdot \tau + J + k_{pv})s + k_{iv} + f} \quad (3.26)$$

$P(s)$: La fonction de transfert de la perturbation C_g .

$$P(s) = \frac{\tau s + 1}{J\tau s^2 + (f \cdot \tau + J + k_{pv})s + k_{iv} + f} \quad (3.27)$$

Avec

w_n : La pulsation naturelle, donnée par :

$$w_n = \sqrt{\frac{k_{iv}}{J}} \quad (3.28)$$

$$\mathcal{E} = \frac{f + J + b_1}{k_{pv}} \cdot \frac{w_n}{2} \quad (3.29)$$

Pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement donné, on a :

$$k_{iv} = w_n^2 J \quad (3.30)$$

$$k_{pv} = \frac{2 \cdot \mathcal{E}}{w_n} (k_{iv} + f) - \tau - J \quad (3.31)$$

τ : Constante de temps qui permet de régler la pulsation naturelle et par conséquent le temps de réponse de l'asservissement de vitesse (l'amortissement étant unitaire $\mathcal{E} = 1$) [28]

- **Régulateur PI avec anticipation**

La référence du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em_ref} = \left(k_{pv1} + \frac{k_{iv1}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (3.32)$$

k_{iv1} , k_{pv1} et τ : Paramètres du correcteur à déterminer

La fonction de transfert sur la référence de la vitesse en boucle fermée $F(s)$ est donnée par :

$$F(s) = \frac{b_1 s + b_0}{J s^2 + (f + b_1) s + b_0} \quad (3.33)$$

$$P(s) = \frac{s}{J s^2 + (f + b_1) s + b_0} \quad (3.34)$$

Les facteurs de correcteur avec anticipation b_0, b_1 peuvent être déterminés par :

$$k_{iv1} = w_n^2 J \quad (3.35)$$

$$k_{pv1} = \frac{2 k_{iv1} \cdot \varepsilon}{w_n} - f - J \quad (3.36)$$

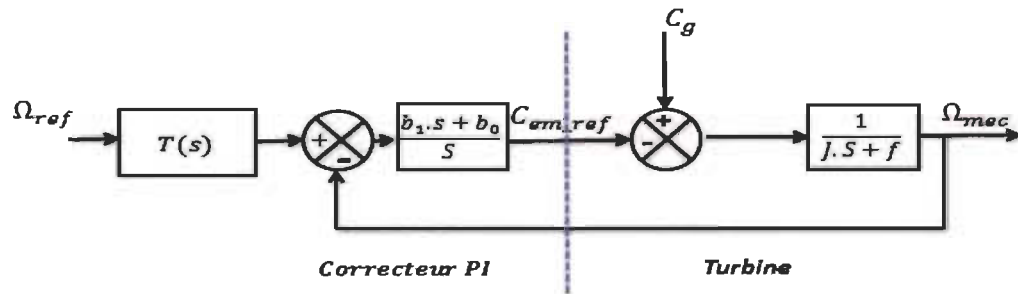


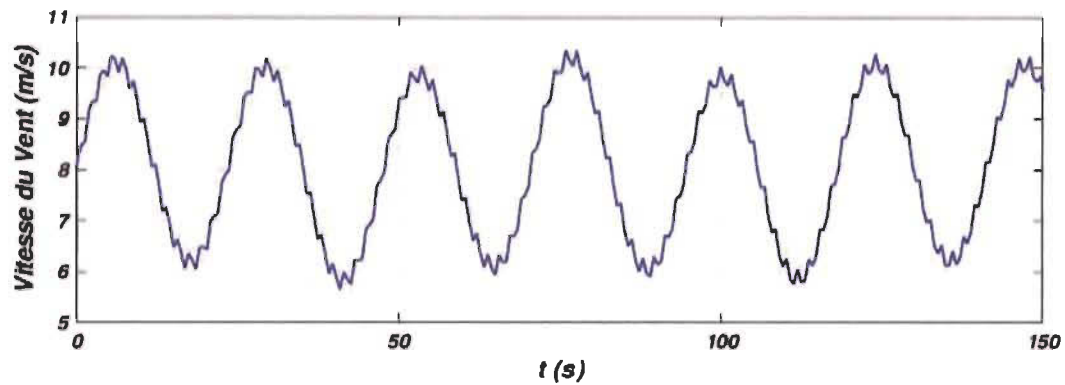
Figure 3-11 Régulateur PI avec anticipation

3.5 Simulation et analyse des résultats

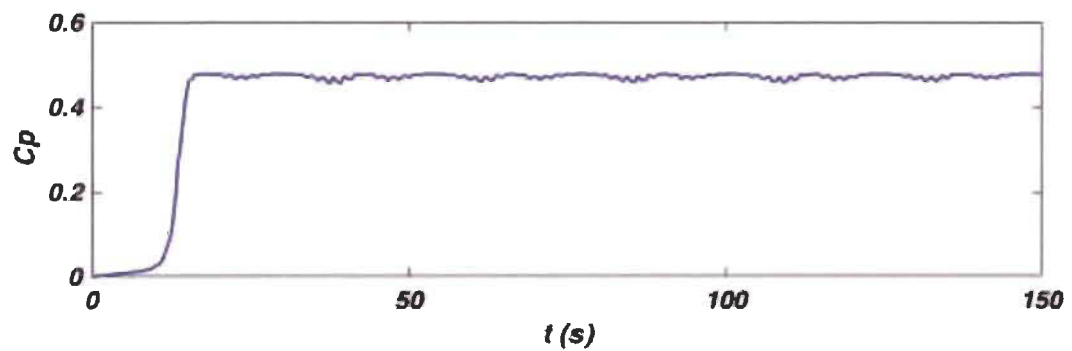
3.5.1 Contrôle sans asservissement de la vitesse.

La simulation des schémas blocs de la figure 3.8 dans l'environnement MATLAB/Simulink, nous a donné les résultats illustrés à la figure 3.12; la figure 3.12.a présente le profil du vent

dans un intervalle de temps, la vitesse du vent varie avec une valeur moyenne de 8 m/s où la valeur minimale est 6 m/s et la valeur maximale est 10 m/s .



a) Profil du vent



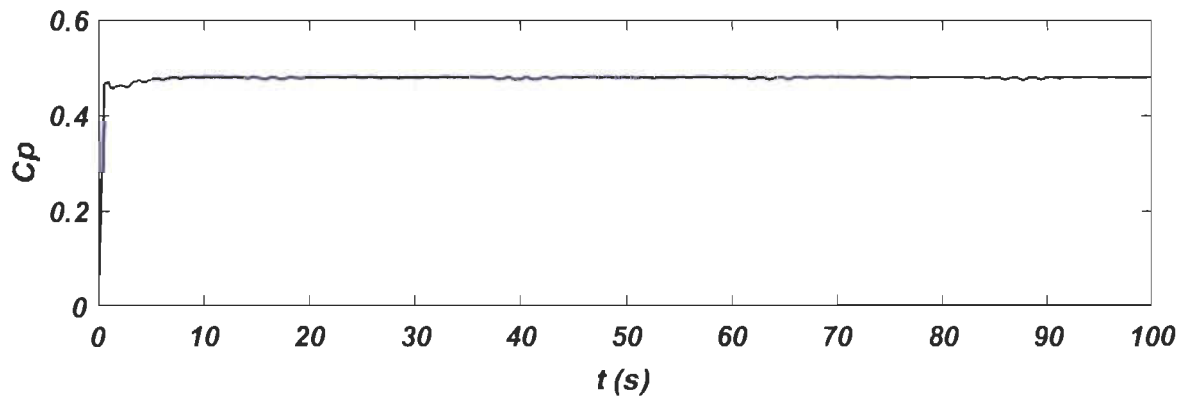
b) Coefficient de puissance de la turbine éolienne en fonction du temps

Figure 3-12 Simulation de l'éolienne sans asservissement de la vitesse sous MATLAB/Simulink.

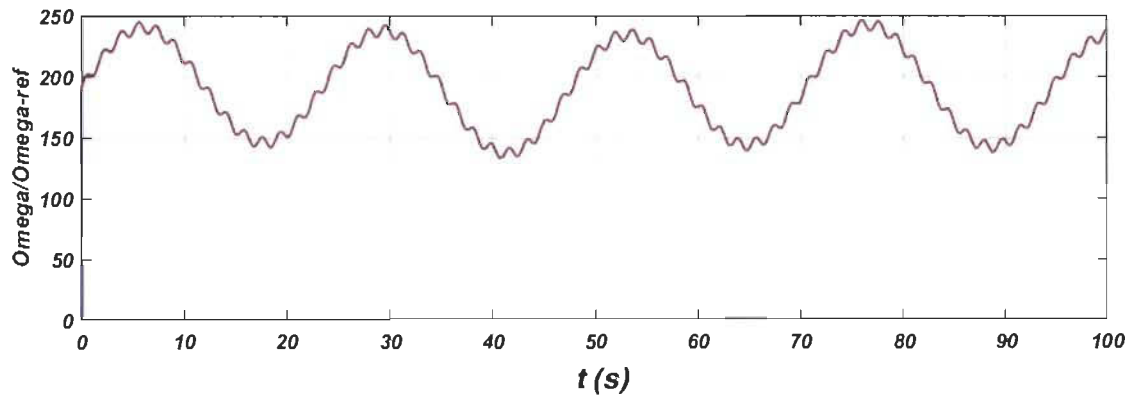
La figure 3.12.b présente la courbe du coefficient de puissance C_p , on peut noter qu'après une période transitoire, la valeur de C_p se stabilise autour de sa valeur optimale $C_{p-optimize} = 0.48$.

3.5.2 Contrôle avec asservissement de la vitesse

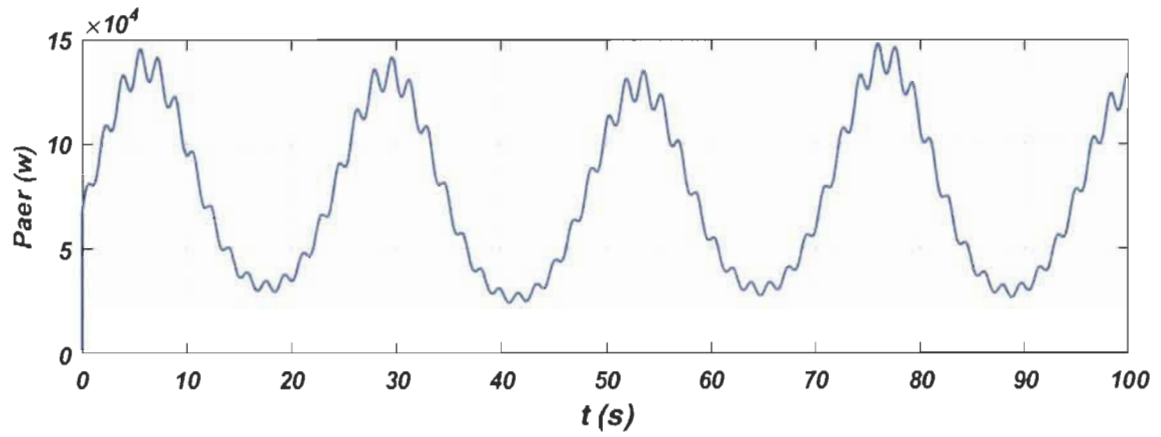
La figure 3.13 montre les résultats de simulation de la turbine éolienne avec asservissement de la vitesse, avec le même profil du vent que dans la figure 3.12.a : nous pouvons constater que la courbe de coefficient de puissance C_p est plus stable autour de la valeur optimale; la vitesse Ω_{tur} et le couple mécanique $C_{méc}$ suivent les valeurs de référence Ω_{tur_ref} C_{em-ref} .



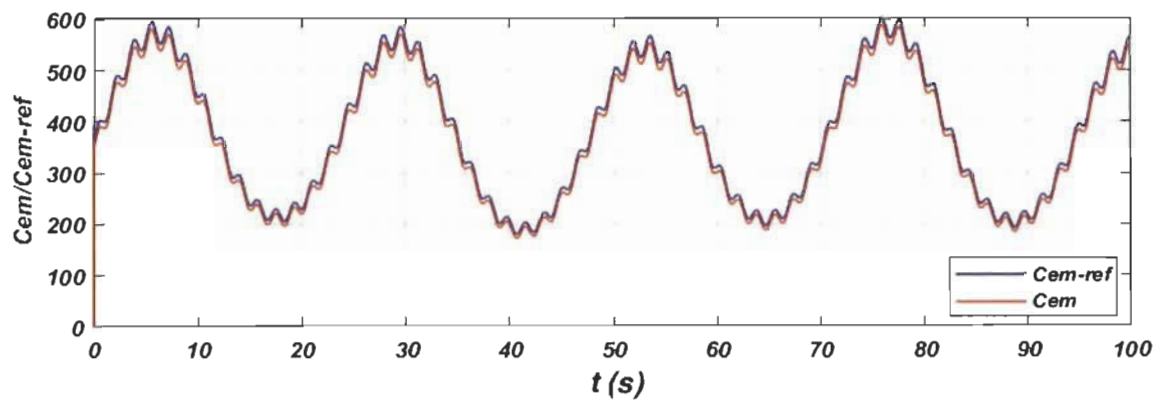
a) Coefficient de puissance de la turbine éolienne en fonction du temps



b) Vitesse mécanique de la turbine éolienne en fonction du temps



c) Puissance aérodynamique en fonction du temps



d) Couple aérodynamique et couple mécanique référence

Figure 3-13 Simulation de l'éolienne avec asservissement de la vitesse sous MATLAB/Simulink.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement de la turbine éolienne à une vitesse de vent variable, avec la définition des zones de fonctionnement de la turbine en fonction de la vitesse, et la méthode d'extraction de la puissance maximale, pour chaque zone. La méthode MPPT est utilisée dans la deuxième zone de fonctionnement pour l'extraction de la puissance maximale en fonction des valeurs optimales $C_{p-optimal}$ et $\lambda_{optimal}$. Nous avons effectué la simulation de l'éolienne sous MATLAB/Simulink, avec et sans asservissement de la vitesse du vent : les résultats obtenus montrent que la vitesse mécanique de la turbine et le couple électromagnétique suivent parfaitement la valeur de référence avec le maintien du coefficient de puissance optimale $C_{p-optimal} = 0.48$ et la vitesse spécifique optimale $\lambda_{optimal}=8.1$.

Chapitre 4 - MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA GÉNÉRATRICE SYNCHRONES À AIMANT PERMANENT (GSAP).

4.1 Introduction

Dans notre travail nous avons choisi la génératrice synchrone à aimant permanent à cause de ses avantages par rapport à d'autres types de génératrices, tel que le faible coût d'entretien, la possibilité d'éliminer le multiplicateur, et par conséquent d'éliminer les perturbations, le bruit et les pertes d'énergie causées par ce dernier [18][20].

Le développement rapide au niveau des aimants permanents a permis la résolution des problèmes de démagnétisation et des coûts élevés des matériaux magnétiques, ce qui a permis à la machine synchrone de devenir une référence dans le domaine industriel, en particulier dans le système qui fonctionne avec des variateurs de vitesse, dans l'entraînement des turbines éoliennes et des turbines à gaz. Elle est utilisée également dans les voitures électriques sous forme de démarreurs et de générateurs. Dans ce chapitre nous étudierons le principe de fonctionnement de la GSAP, les parties qui constituent cette machine, les types de machines synchrones les plus utilisées dans l'industrie, et nous allons élaborer un modèle mathématique de la GSAP à partir duquel nous allons réaliser une simulation de la GSAP dans MATLAB/Simulink, et ce, pour qu'on puisse contrôler les différentes caractéristiques de cette machine.

4.2 Principe des machines synchrones à aimant permanent

Il s'agit de types de machines synchrones, où l'appellation vient du fait que le rotor de cette machine est construit à partir d'un aimant. Dans ce type de machine, la vitesse de rotation du rotor est égale à celle du champ tournant; on dit qu'il y a une synchronisation entre les deux. La conversion de l'énergie dans les MSAP se fait dans les deux sens : par conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur), et on les appelle alors "moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP)", et par conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique (mode génératrice) et on les appelle dans ce cas "génératrices synchrones à aimant permanent (GSAP)". Comme toutes les machines électriques, les MSAP sont constituées de deux éléments principaux : le rotor et le stator (cf. figure 4.1) [32] [34] :



a) Stator de la MSAP



b) Rotor à aimant permanent

Figure 4-1 Éléments principaux d'une machine synchrone à aimant permanent [34]

L'interaction entre le champ magnétique tournant créé par les enroulements du stator et le champ magnétique de l'aimant permanent crée une force électromotrice qui provoque le mouvement de rotation ; la vitesse de rotation est liée à la fréquence de la source d'alimentation et au nombre de paires de pôles de la machine, elle est donnée par la relation

$$[32] : N_s = \frac{2\pi}{p} \quad (4.1)$$

4.3 Types de génératrices GSAP

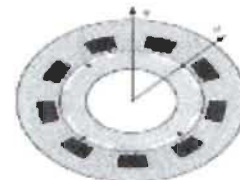
La partie fixe de la machine synchrone est similaire à d'autres types de machines à trois phases; la différence est dans la partie mobile (rotor) dans laquelle on peut distinguer plusieurs types selon la topologie et la construction de ce dernier. Selon la disposition des aimants sur le rotor, nous pouvons distinguer quatre types de MSAP [25][33] :

4.3.1 Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (*Surface Mounted*)

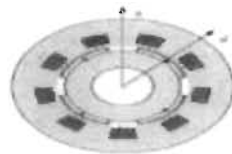
Cette configuration est la plus facile à réaliser car les aimants sous forme de tuiles sont fixés sur le périphérique du rotor (généralement à pôles lisses) comme le montre la figure 4.2.a ; les inductances L_d et L_q sont égales et ne dépendent pas de la position du rotor; en revanche ce type de machine présente certains inconvénients tels que la démagnétisation des aimants et le risque de détachement dû à la force centrifuge [74][33].



a) MSAP à aimants en surface



b) MSAP à aimants insérés



c) MSAP à aimants chapeautés



d) MSAP à aimants enterrés

Figure 4-2 Topologies des machines synchrones à aimants permanents

4.3.2 *Machines synchrones à aimants [74] permanents insérés (MSAPI)*

Dans ce type de machine les aimants sont insérés dans des rainures entaillées à la surface du rotor (cf. figure 4.2.b); par rapport au MSPAS, ce type donne plus de performance au niveau du couple produit [74], cependant les espaces entre les aimants augmentent l'effet saillant.

4.3.3 *Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)*

Cette structure est similaire à celle du MSAPS, avec l'utilisation des pièces polaires en acier doux placées sur les aimants; ces pièces permettent de contrôler la forme de la f.é.m. (force électromotrice) du stator agissant sur le profil de la pièce. Cependant l'effet saillant augmente à cause de la combinaison anisotrope "aimants-pièces polaires" (cf. figure 4.2.c).

4.3.4 *Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)*

Dans la structure de la figure 4.2.d, les pièces polaires sont utilisées pour canaliser le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer, dans le but d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents [74].

4.4 **Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents**

4.4.1 *Hypothèses simplificatrices*

La génératrice synchrone à aimant permanent est caractérisée par plusieurs paramètres qui influent sur son fonctionnement, parmi lesquels certains paramètres non linéaires, ce qui complique le modèle mathématique de la machine; pour cela la majeure partie de la littérature propose quelques hypothèses simplificatrices qui servent à simplifier ce modèle

mathématique et à le rendre utilisable dans l'étude du comportement de la génératrice [33] [36] [37] :

- ✓ Des enroulements statoriques connectés en toiles (neutre isolé);
- ✓ Un circuit magnétique non saturé (saturation négligée);
- ✓ Une répartition sinusoïdale de la FMM;
- ✓ Les pertes par courants Foucault et par hystérésis négligeables;
- ✓ L'effet de peau de la température négligé;
- ✓ Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statiques, annulées.

4.4.2 Équations électriques de la GSAP.

La génératrice synchrone à aimant permanent est constituée d'un stator avec des enroulements connectés en étoile (neutre isolé); cela signifie que la somme instantanée des courants statoriques est nulle, tandis que la création de l'excitation rotorique est assurée par l'aimant permanent. Les équations électriques dans le plan (a, b, c) peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Avec

$[V_a \ V_b \ V_c]$: le vecteur des tensions statoriques

$[i_a \ i_b \ i_c]$: le vecteur des courants statoriques

$[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]$: le vecteur des flux totaux traversant les bobines statoriques

R_s : la résistance d'une phase statorique.

4.4.3 Équations électriques de la GSAP dans le repère de Park.

Afin de simplifier le modèle mathématique de la GSAP, la transformation du Park est utilisée; cette dernière est un outil mathématique qui nous permet de transformer les trois axes de la machine dans le repère (a, b, c) en deux axes orthogonaux (d, q), c'est à dire la transformation des trois bobines statoriques diphasées de $2\pi/3$, en deux bobines diphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor comme indiqué dans la figure (4.1) [38].

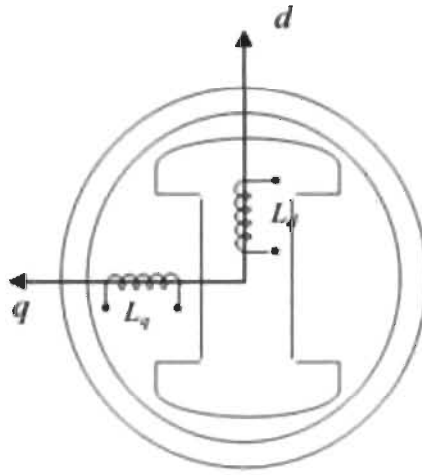


Figure 4-3 GSAP dans le repère (d, q) de Park [38].

La transformation de Park est donnée par la matrice :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Pour revenir aux repères triphasés (*abc*), on utilise la transformation inverse de Park qui est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Les équations des tensions, courants et flux seront données par :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Avec :

V_d, V_q, i_d, i_q : les composantes directes et en quadrature de tension et de courant

ψ_d, ψ_q : les composantes directes et en quadrature du flux

Appliquant la transformation de Park sur l'équation 4.1 ; l'équation électrique de la GSAP devient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \theta P(\frac{\pi}{2}) \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Nous pouvons écrire les équations électriques de la GSAP dans le repère de Park sous la forme :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_f \end{cases} \quad (4.9)$$

V_d, V_q, i_d, i_q : les composantes directes et en quadrature de la tension et de courant

ψ_d, ψ_q : les composantes directes et en quadrature du flux

L_d et L_q sont les inductances directes et en quadrature, et elles sont supposées indépendantes de θ .

ψ_f : le flux des aimants permanents.

4.4.4 Équations magnétiques

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs, ψ_d et ψ_q sont en fonctions linéaires des courants i_d et i_q :

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (4.10)$$

4.4.5 Équations mécaniques :

L'équation de mouvement du système est donnée par :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (4.11)$$

4.4.6 Équation électromagnétique

Dans un système triphasé équilibré (a, b, c), l'équation de la puissance absorbée peut être écrite comme suit :

$$P_a = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (4.12)$$

Dans le repère de Park, la formule 4.11 devient :

$$P_a = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (4.13)$$

Remplaçant la tension directe et en quadrature par ces expressions, la formule 4.12 devient :

$$P_a = \frac{3}{2} \left[\left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w L_q i_q \right) i_d + \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w L_d i_d + w \psi_f \right) i_q \right] \quad (4.14)$$

$$P_a = \frac{3}{2} \left[w \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \psi_f i_q \right] + R_a (I_d^2 + I_q^2) + \left(L_d I_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) i_d \right] \quad (4.15)$$

On peut écrire la formule 4.14 sous la forme :

$$P_a = P_{em} + P_j + P_{mag} \quad (4.16)$$

Avec

$$P_{em} : \text{la puissance électromagnétique ; } P_{em} = \frac{3}{2} w \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \psi_f i_q \right]$$

$$P_j : \text{les pertes par effet joule ; } P_j = R_a (I_d^2 + I_q^2)$$

$$P_{mag} : \text{la variation de l'énergie magnétique emmagasinée ; } P_a = \left(L_d I_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) i_d$$

À partir de la puissance électromagnétique, on peut déduire l'expression du couple électromagnétique avec $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega}$ et $\Omega = \frac{w}{p}$.

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \psi_f i_q \right] \quad (4.17)$$

4.4.7 Équation générale d'état

$$\begin{cases} \left(\frac{dx}{dt} \right) = A[X] + B[U] \\ y = C[X] + D[U] \end{cases} \quad (4.18)$$

Avec :

$[X]$: le vecteur d'état du système

(y) : le vecteur des sorties (grandeurs mesurables)

(A) : matrice d'état du système

(B) : matrice de la commande d'état

(C) : matrice de sortie d'état

(D) : matrice de commande de la sortie

Considérant les courants I_d et I_q , nous pouvons écrire le modèle d'état de la machine comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & pw_r \frac{L_q}{L_d} \\ -pw_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-pw_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Alors les matrices de système peuvent être définies comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & pw_r \frac{L_q}{L_d} \\ -pw_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-pw_r}{L_q} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Si nous prenons les variables mécaniques de la machine comme des variables d'état le modèle 4.17 devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q \\ \frac{-R_s}{L_d} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} P \omega_r \\ \frac{\varphi_{sf}}{L_q} P i_q - \frac{(L_q - L_d)}{J} P i_d i_q - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

À partir des équations mécaniques (4.11), des équations électromagnétiques (4.17) et du modèle d'état (4.18), nous pouvons développer le schéma de fonctionnement de la GSAP sous MATLAB/Simulink comme le montre la figure 4.4.

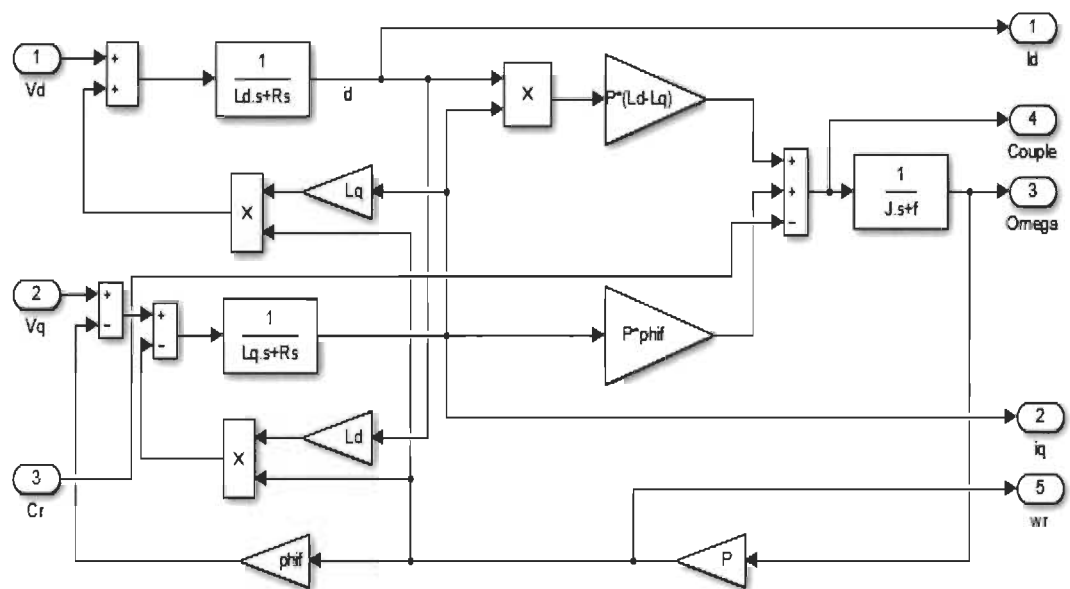
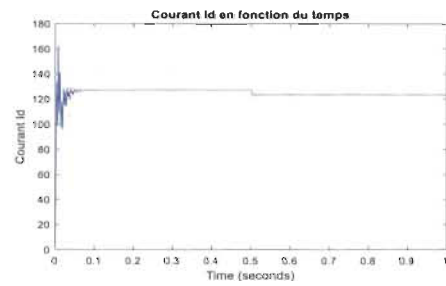


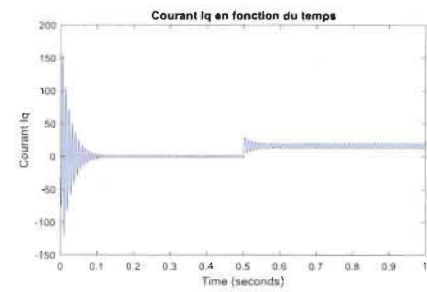
Figure 4-4 Modèle de la GSAP dans MATLAB/Simulink

4.5 Résultats de simulation

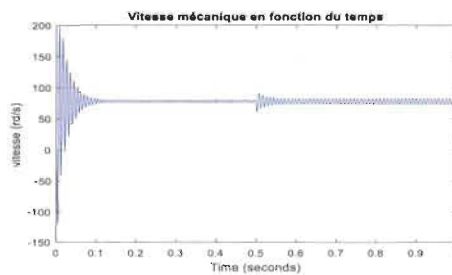
4.5.1 Alimentations directes (sans onduleur)



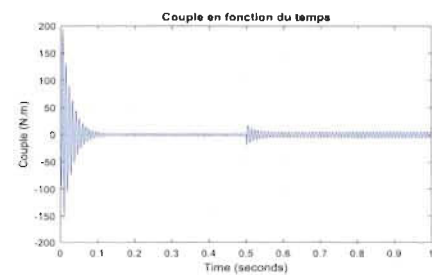
a) Courant I_d en fonction du temps



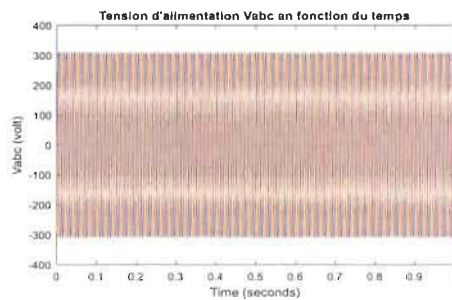
b) Courant I_q en fonction du temps



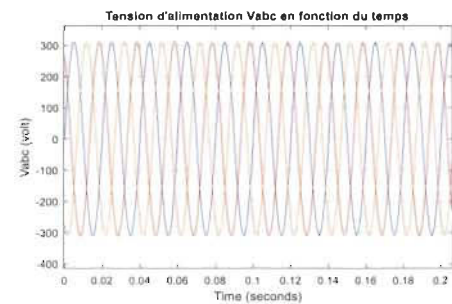
c) Vitesse mécanique



d) Couple en fonction du temps.



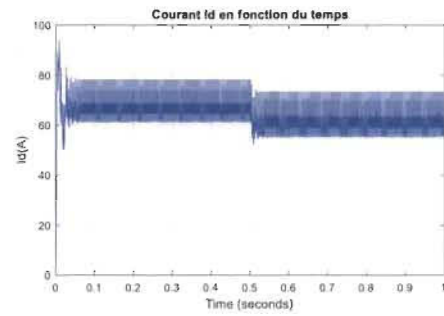
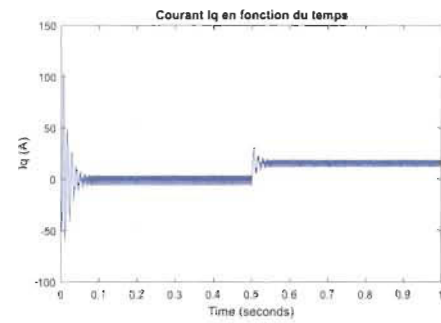
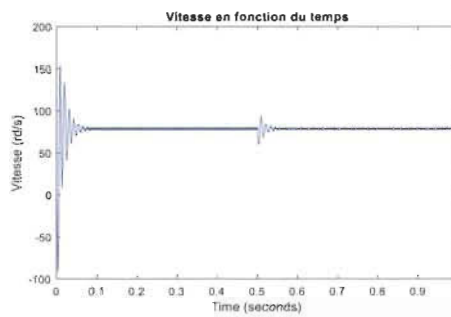
e) Tension triphasée d'alimentation



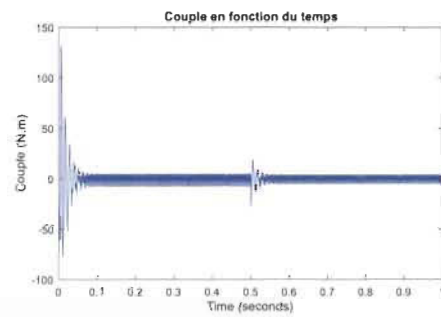
f) Tensions d'alimentation (Zoom)

Figure 4-5 Résultats de simulation de la GSAP alimentée par une source triphasée

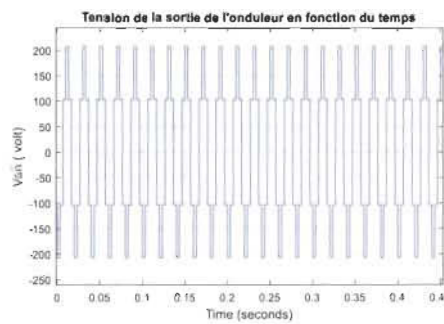
4.5.2 Alimentations avec un onduleur MLI

a) Courant I_d en fonction du tempsb) Courant I_q en fonction du temps

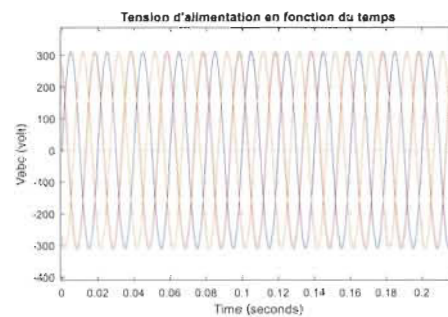
c) Vitesse mécanique



d) Couple en fonction du temps.



e) Tension de la sortie de l'onduleur



f) Tension triphasée d'alimentation

Figure 4-6 Résultats de simulation de la GSAP alimentée par un onduleur de tension

4.6 Commande vectorielle de la génératrice à aimant permanent

Selon l'objectif à atteindre, il existe plusieurs stratégies de contrôle de la machine synchrone à aimant permanent [31]; la génératrice peut être contrôlée de manière à imposer un courant de l'axe d nul ($I_d = 0$), afin d'obtenir une relation linéaire entre le couple électromagnétique et le courant statorique, ce qui permet un contrôle direct du couple par la régulation du courant statorique; cette stratégie est appelée (ZDC : *Zero d-Axis Current control*). Une autre stratégie de commande consiste à extraire un couple maximal avec un courant statorique minimal. Il existe aussi la stratégie de commande pour un facteur de puissance égale à 1. Toutes ces stratégies de contrôle visent à améliorer les performances de la génératrice GSAP et par conséquent les performances de l'ensemble du système [32] [33].

4.6.1 Modélisation des convertisseurs

4.6.1.1 Modélisation du redresseur MLI

Les redresseurs MLI sont des convertisseurs commandés à l'ouverture et à la fermeture afin de maintenir la tension de bus continu à une valeur de référence requise pour l'alimentation de l'onduleur qui dans ce cas peut générer une tension alternative de bonne qualité; la figure 4.7 présente un redresseur MLI connecté à une source de tension triphasée.

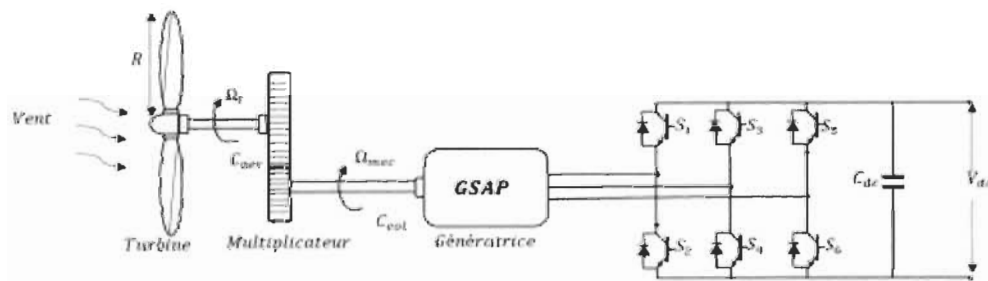


Figure 4-7 Principe du redresseur MLI

Pour simplifier la modélisation, nous supposons que les interrupteurs sont idéaux et complémentaires; c'est-à-dire que la commutation des interrupteurs est instantanée, et la résistance est nulle dans l'état passant et infinie dans l'état bloqué; l'état de ces interrupteurs est donné par la fonction :

$$S_i = \begin{cases} +1, \bar{S}_i = -1 \\ -1, \bar{S}_i = +1 \end{cases} \quad \text{Pour } i=a, b, c \quad (4.22)$$

4.6.1.2 Modèle de redresseur dans le repère naturel a, b, c

Nous pouvons écrire les tensions entre deux phases à l'entrée du redresseur MLI en fonction de la fonction S_i par :

$$\begin{cases} V_{ab} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ V_{bc} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ V_{ca} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \quad (4.22)$$

Les tensions par phase sont données par :

$$\begin{cases} V_a = f_a V_{dc} \\ V_b = f_b V_{dc} \\ V_c = f_c V_{dc} \end{cases} \quad (4.23)$$

Tel que :

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (4.24)$$

Les équations de tensions pour un système triphasé équilibré sans connexion du neutre sont données par :

$$\bar{V}_s = \bar{V}_i + \bar{V} \quad (4.25)$$

Avec V_i qui est la chute de tension au niveau du filtre R.L.

$$V_i = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} \quad (4.26)$$

On aura donc :

$$V_s = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + V \quad (4.27)$$

Nous pouvons écrire les équations des tensions sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Appliquant la transformée de la place sur l'équation précédente, nous aurons :

$$\begin{cases} I_{as} = (V_{as} - V_a) \frac{1}{(R+L.p)} \\ I_{bs} = (V_{bs} - V_b) \frac{1}{(R+L.p)} \\ I_{cs} = (V_{cs} - V_c) \frac{1}{(R+L.p)} \end{cases} \quad (4.29)$$

L'équation de couplage entre côtés alternatif et continu est donnée par :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = s_a \cdot i_{as} + s_b \cdot i_{bs} + s_c \cdot i_{cs} - I_{ch} \quad (4.30)$$

Avec l'application de la transformée de la place, cette équation devient :

$$V_{dc} = \frac{1}{C.p} [(s_a \cdot i_{as} + s_b \cdot i_{bs} + s_c \cdot i_{cs}) - I_{ch}] \quad (4.31)$$

À partir des équations précédentes (4.28), (4.29), (4.30) et (4.31), nous pouvons développer le modèle Simulink du redresseur MLI de la figure 4.8.

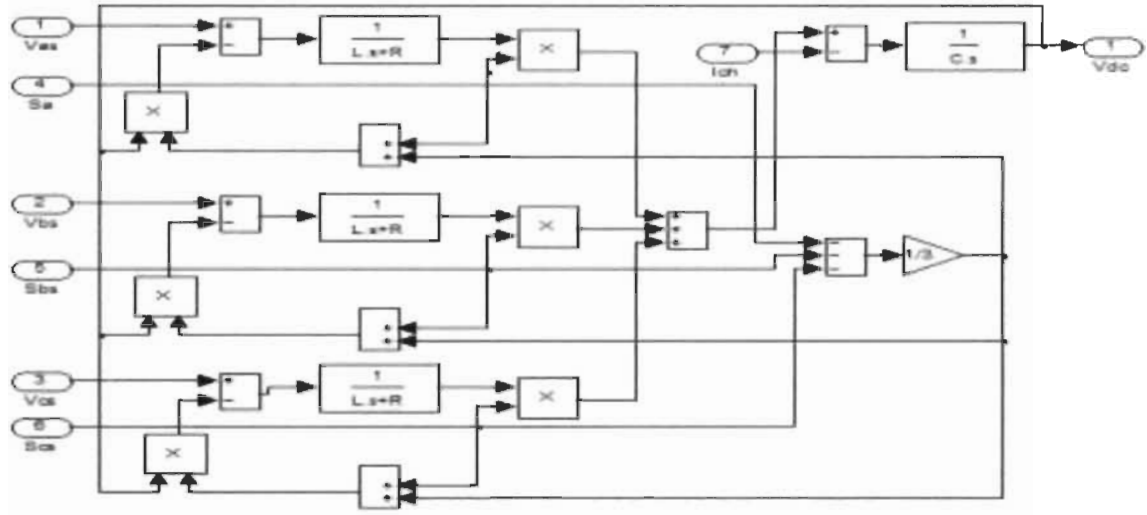


Figure 4-8 Redresseur MLI sous MATLAB/Simulink

4.6.1.3 Modèle du redresseur MLI dans le repère de Park

Avec l'application de la transformation de Park sur les équations (4.28) et (4.29), nous obtenons les équations :

$$\begin{cases} V_{ds} = Ri_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} - \omega L i_{qs} + V_d \\ V_{qs} = Ri_{qs} + L \frac{di_{qs}}{dt} - \omega L i_{ds} + V_q \end{cases} \quad (4.32)$$

$$C \frac{dV_{ds}}{dt} = (s_a \cdot i_{ds} + s_q \cdot i_{qs}) - I_{ch} \quad (4.33)$$

Avec

$$\begin{cases} s_d = \frac{1}{\sqrt{6}} (2s_a - s_b - s_c) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (s_b - s_c) \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \\ s_q = \frac{1}{\sqrt{2}} (s_b - s_c) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + \frac{1}{\sqrt{6}} (2s_a - s_b - s_c) \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \end{cases} \quad (4.34)$$

Le schéma bloc du redresseur dans le repère de Park est donné par la figure 4.9 :

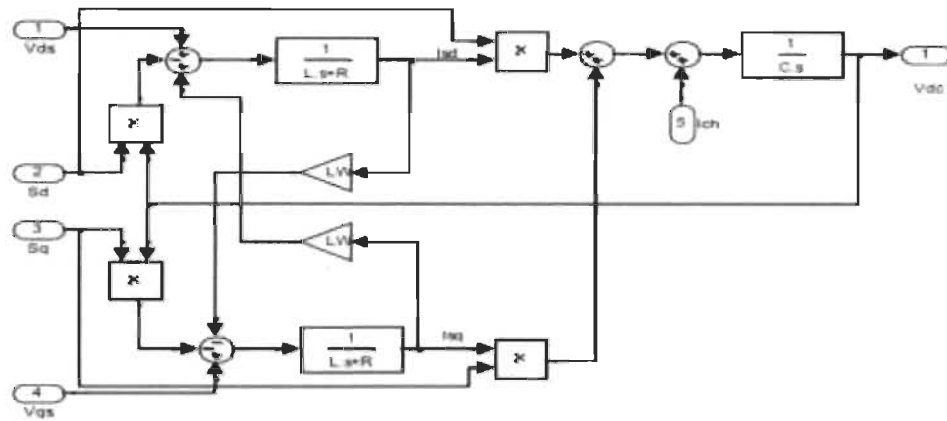


Figure 4-9 Redresseur MLI dans le repère de Park sous MATLAB/Simulink

Dans ce chapitre, l'onduleur utilisé est un convertisseur triphasé à deux niveaux de type DC/AC comme il est illustré dans la figure 4.10; il est constitué généralement de six interrupteurs, k_1 à k_6 , chaque interrupteur comportant un semi-conducteur IGBT avec une diode antiparallèle. Les interrupteurs de convertisseur sont considérés idéaux, ils sont commandés à l'ouverture et à la fermeture dans le but d'obtenir une tension alternative qui correspond aux exigences du réseau électrique; la commande des interrupteurs de l'onduleur est assurée par la commande MLI.

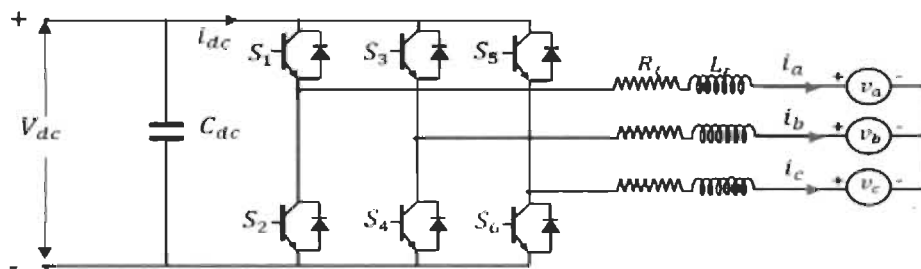


Figure 4-10 Schéma de l'onduleur MLI

4.6.1.4 Commande MLI du redresseur

Le principe de la commande MLI (la modulation de largeur d'impulsion) est basé sur la comparaison de deux signaux : un signal sinusoïdal qui présente l'une des trois phases de la tension qu'on appelle modulante, avec un signal triangulaire à haute fréquence qu'on appelle porteuse comme le montre la figure 4.11; les points d'intersection entre les deux signaux déterminent les signaux de commutation des IGBT du convertisseur.

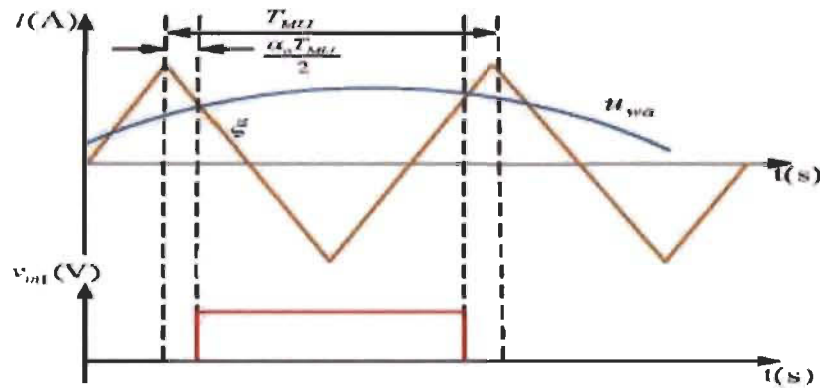


Figure 4-11 Schéma de principe de MLI sinusoïdale

La fréquence de la porteuse f_{MLI} , est très importante par rapport à la fréquence de la modulante qui est égale à la fréquence de système f ; on peut écrire ($f_{MLI} \gg f$).

Les tensions moyennes V_{m1} , V_{m2} et V_{m3} pour une période T :

$$V_{m1} = \frac{1}{\frac{T_{MLI}}{2}} \int_{\frac{\alpha_0 T_{MLI}}{2}}^{\frac{T_{MLI}}{2}} u_{bc} dt = u_{bc}(1 - \alpha_0) \quad (4.35)$$

Donc on peut déduire la valeur de α_0

$$\alpha_0 = \left(1 - \frac{V_{m1}}{u_{bc}}\right) \quad (4.36)$$

D'après la figure 4.11, nous pouvons poser les hypothèses suivantes [39] :

- $\alpha_0 \in [0, 1]$ Et que $u_{wa} \in [-1, 1]$
- la fréquence de commutations $f_{MLI} \gg f$
- en considérant les deux premières intersections de la porteuse avec la modulante
- en considérant que la valeur de $u_{wa}(t)$ ne varie pas entre ces deux intersections

Donc :

$$\alpha_0 = \frac{1}{2}(1 - u_{wa}) \quad (4.37)$$

À partir des équations 4.35 et 4.37 on peut écrire :

$$\begin{aligned} V_{m1} &= \frac{1}{2}u_{bc}(1 + u_{wa}) \\ V_{m2} &= \frac{1}{2}u_{bc}(1 + u_{wb}) \\ V_{m3} &= \frac{1}{2}u_{bc}(1 + u_{wc}) \end{aligned} \quad (4.38)$$

En appliquant la loi des mailles et en considérant que $V_a + V_b + V_c = 0$, on obtient :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{2}{3}V_{m1} - \frac{1}{3}V_{m2} - \frac{1}{3}V_{m3} \\ V_b &= \frac{2}{3}V_{m2} - \frac{1}{3}V_{m1} - \frac{1}{3}V_{m3} \\ V_c &= \frac{2}{3}V_{m3} - \frac{1}{3}V_{m1} - \frac{1}{3}V_{m2} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Remplaçons les équations des V_{m1} , V_{m2} et V_{m3} dans 4.39, nous avons :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{u_{bc}}{2} \begin{pmatrix} u_{wa} \\ u_{wb} \\ u_{wc} \end{pmatrix} \quad (4.40)$$

En appliquant la loi de la conservation de la puissance aux deux côtés du convertisseur :

$$u_{bc}i_m = V_a i_1 + V_b i_2 + V_c i_3 \quad (4.41)$$

$$i_m = \frac{1}{2}(i_1 i_2 i_3) \begin{bmatrix} u_{wa} \\ u_{wb} \\ u_{wc} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

La figure 4.12 présente le schéma bloc de l'onduleur MLI dans MATLAB/Simulink

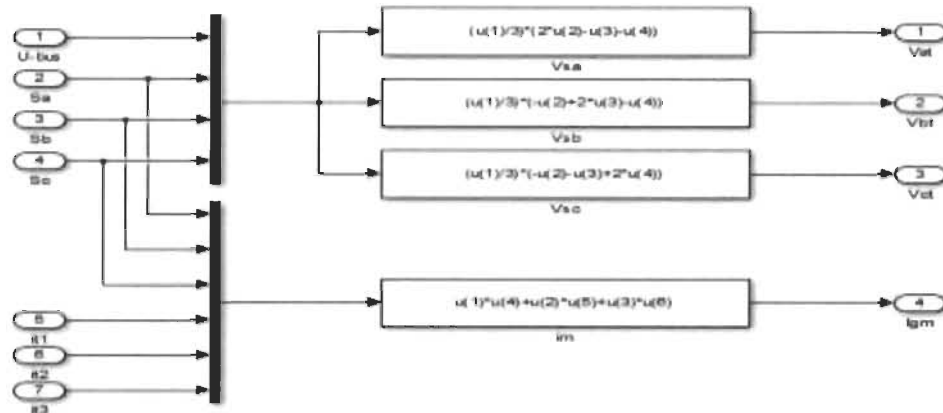


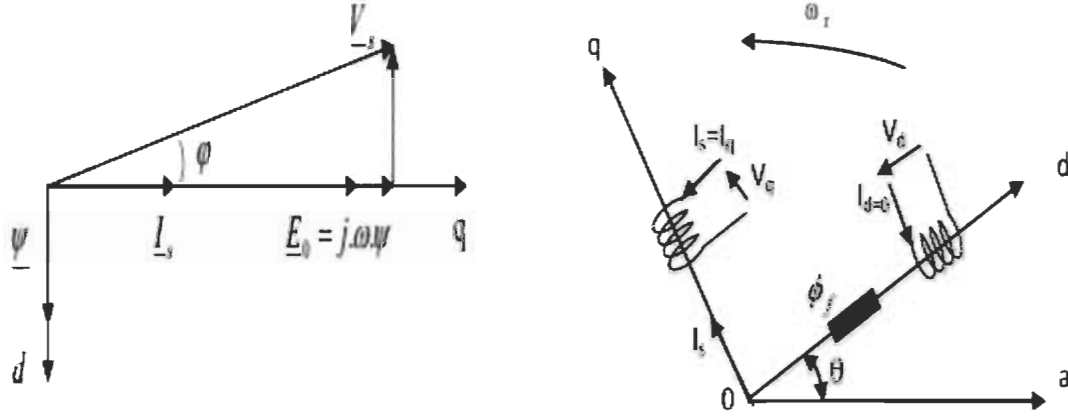
Figure 4-12 schéma bloc de l'onduleur MLI sous MATLAB/Simulink

4.7 Principe et structure de la commande vectorielle

Nous avons constaté à partir de la modélisation de la GSAP que son modèle mathématique est non linéaire, et qu'il y a un couplage entre les différents paramètres de l'inducteur avec celles de l'induit dont le couple électromagnétique est lié aux deux composantes du courant dans le repère du Park, directe I_d et en quadrature I_q comme l'indique l'expression (4.17). Par conséquent la régulation du couple à travers cette relation reste très compliquée. La commande vectorielle à flux orienté est utilisée pour éliminer ce couplage de manière à obtenir un système linéaire similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée où la commande du flux est assurée par une composante de courant et le couple par l'autre. Il est ainsi plus facile de commander de la GSAP et d'obtenir de meilleures performances statiques et dynamiques du système [38] [40].

La stratégie la plus utilisée est l'orientation du vecteur de flux sur l'axe du rotor (aimant), cela nous permettra d'imposer un courant direct $I_d = 0$, nous pouvons dire que le flux de

réaction de l'induit est en quadrature avec le flux du rotor (cf. figure 4.13), nous pouvons écrire $I_d = 0$ alors $I_q = I_s$ et $\varphi_d = \varphi_f$.



a) Vecteurs du flux, courant et tension

b) Commande vectorielle avec $I_d = 0$.

Figure 4-13 Principe de la commande vectorielle d'une GSAP [38].

L'expression du couple électromagnétique peut être donnée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [\psi_f i_q] \quad (4.43)$$

Tant que le flux ψ_f de l'aimant est considéré comme constant, il suffit de contrôler le courant

I_q pour le réglage du couple, cette relation peut être sous la forme :

$$C_{em} = K I_q \quad (4.44)$$

Avec ces propositions, le modèle électrique de la génératrice synchrone à aimant permanent dans le repère de Park devient :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \psi_f \end{cases} \quad (4.45)$$

Le schéma de principe de commande vectorielle est illustré dans la figure (4.14).

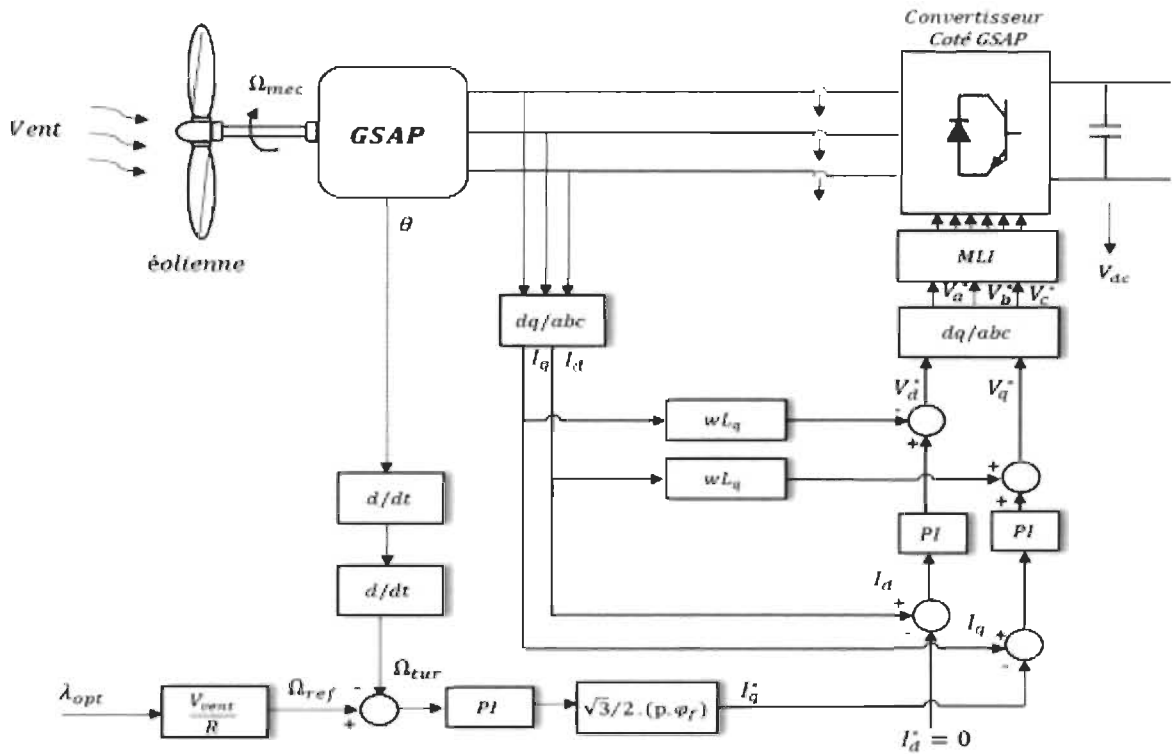


Figure 4-14 Schéma fonctionnel de la commande vectorielle d'une GSAP

À partir de ce schéma, nous pouvons dire que la commande vectorielle est basée sur trois points essentiels qui sont [40] :

- ✓ Imposer une référence du courant direct $I_{d-ref} = 0$;
- ✓ Déterminer la position du rotor et par conséquent la vitesse Ω , à partir de laquelle nous allons calculer la référence du couple électromagnétique C_{em-ref} qui est :

$$C_{em-ref} = K \cdot \Omega^2 \quad (4.46)$$

- ✓ Déterminer la référence de la composante quadrature du courant I_{q-ref} , où :

$$I_{q-ref} = \frac{C_{em-ref}}{-\frac{3}{2}p[\psi_f]} \quad (4.47)$$

4.7.1 Régulateurs des courants I_d I_q .

Les régulateurs PI sont les plus utilisés; la régulation du courant I_d est réalisée par une seule boucle, alors que la régulation du courant I_q est faite avec deux boucles en cascade. À partir du modèle mathématique de la GSAP dans le repère de Park nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{di_d}{dt} - e_d \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + e_q \end{cases} \quad (4.48)$$

Avec

$$\begin{cases} e_d = -p\omega_r L_q I_q \\ e_q = -p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \psi_f \end{cases} \quad (4.49)$$

Dans la GSAP, les grandeurs e_d et e_q sont considérées comme des perturbations qui peuvent être mesurées; à partir de cette supposition, la fonction de transfert est donnée par :

$$G_s(p) = \frac{1}{R_s + L_s p} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e p} \quad (4.50)$$

$T_e = \frac{L_s}{R_s}$: la constante de temps électrique.

Tenant compte des perturbations e_d et e_q , la fonction de transfert peut être écrite sous la forme :

$$G_s(p) = \frac{i_{d,q}(p)}{V_{d,q}(p) + E_{d,q}(p)} \quad (4.51)$$

4.7.1.1 Régulateur du courant I_d

La boucle de régulation est semblable à celle du courant I_q , cependant la référence I_{d-ref} est imposée à une valeur nulle, la boucle de la régulation est illustrée par la figure 4.15.

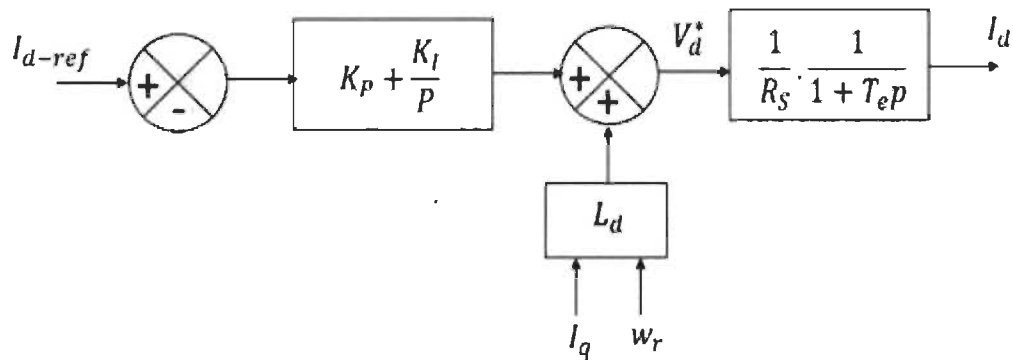


Figure 4-15 Boucle de régulation du courant I_d .

- **Calcul des paramètres du régulateur PI**

Fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_0(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \cdot \frac{1}{R_s p + L_d} \quad (4.52)$$

$$G_0(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e p} \quad (4.53)$$

$$\text{Avec } T_e = \frac{L_d}{R_s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée peut être écrite comme suit :

$$G_f(p) = \frac{G_0(p)}{G_0(p) + 1} \quad (4.54)$$

Utilisant la méthode de compensation des pôles en boucle ouverte, nous pouvons écrire [38] :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_d}{R_s} = T_e$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G_0(p) = \frac{K_i}{p.R_s} \quad (4.55)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera :

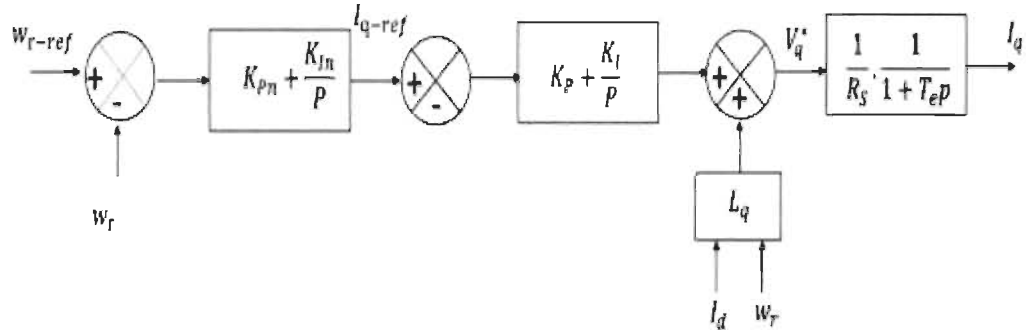
$$G_f(p) = \frac{1}{\frac{R_s}{p.K_i} + 1}$$

Les coefficients K_{id} et K_{pd} du régulateur PI peuvent être écrits en fonction des paramètres de la GSAP et du temps de réponse t_r du système qui nous permettent d'atteindre 95 % de la référence :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ K_{pd} = \frac{3.L_d}{t_r} \end{cases} \text{ avec } t_r = \frac{3.R_s}{K_{id}}$$

4.7.1.2 Régulateur du courant I_q

La commande du courant I_q , est effectuée par deux boucles en cascade, la première pour avoir le couple référence C_{em-ref} , généré par la régulation de l'erreur entre la vitesse référence et la vitesse mesurée directement du rotor, et la deuxième étant la régulation du courant I_{q-ref} pour avoir une tension V_{d-ref} .

Figure 4-16 Boucle de régulation du courant I_q

- **Calcul des paramètres du régulateur PI**

Selon la même méthode de calcul des paramètres du régulateur du courant I_d nous pouvons déterminer les paramètres K_{iq} et K_{pq} comme suit :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ K_{pq} = \frac{3.L_q}{t_r} \end{cases} \text{ avec } tr = \frac{3.R_s}{K_{iq}} \quad (4.56)$$

4.7.2 Régulateur de la vitesse Ω_g

Pour le contrôle de la vitesse de la génératrice, nous utilisons la technique de MPPT dans laquelle la vitesse de référence est déterminée à partir de la vitesse spécifique λ_{opt} et de la vitesse du vent V_{vent} où :

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_{vent}}{R} \quad (4.57)$$

Nous allons comparer cette vitesse de référence calculée à partir de la courbe de puissance de la turbine éolienne avec la vitesse de la génératrice pour obtenir une erreur de vitesse; cette dernière nous permettra de calculer le courant I_{q-ref} dont nous avons besoin dans la régulation du courant I_q .

La figure 4.17 présente la boucle de régulation de la vitesse mécanique Ω_g .

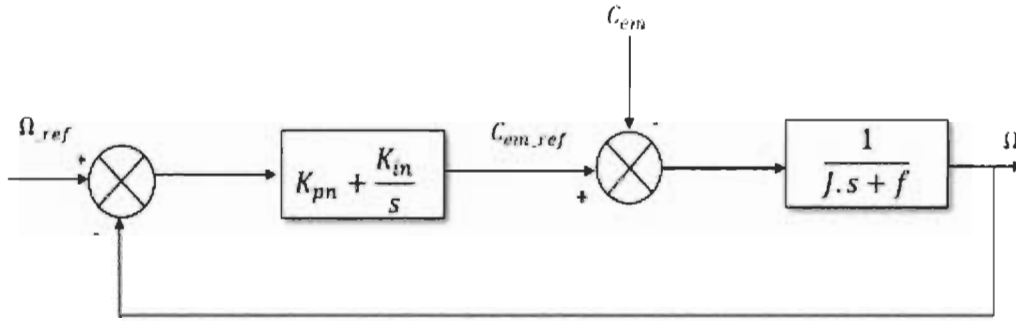


Figure 4-17 Boucle de régulation de la vitesse

A partir de la figure 4.17 nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle ouverte sous la forme [75]:

$$G_{0n}(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \cdot \frac{1}{J.s + f} \quad (4.58)$$

$$G_{0n}(p) = \frac{K_{in}}{p} \left(\frac{K_{pn} \cdot p}{K_{in}} \right) \cdot \left(\frac{1/f}{1 + (J/f).p} \right) \quad (4.59)$$

$$G_{0n}(p) = \frac{K_{in}}{p} \left(\frac{K_{pn} \cdot p}{K_{in}} \right) \cdot \left(\frac{1/f}{1 + T_n \cdot p} \right) \quad \text{Avec } T_n = J/f \quad (4.60)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{fn}(p) = \frac{G_{0n}(p)}{G_{0n}(p) + 1} \quad (4.61)$$

Avec l'utilisation de la méthode de compensation des pôles nous avons $\frac{K_{pn}}{K_{in}} = \frac{J}{f}$, alors les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée seront [38][75] :

$$\begin{cases} G_{0n}(p) = \frac{K_{in}}{f \cdot p} \\ G_{fn}(p) = \frac{1}{\frac{f}{K_{in}} \cdot p + 1} \end{cases} \quad (4.62)$$

Les gains du régulateur PI de vitesse seront calculés en fonction des paramètres de la GSAP et le temps de réponse du système t_r .

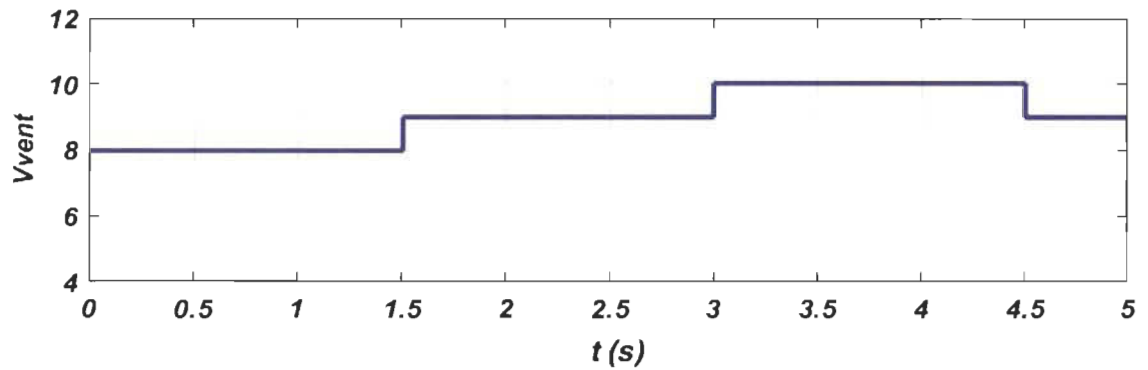
$$t_r = 3.\tau_n \text{ avec } \tau_n = \frac{f}{K_{in}}.$$

Donc les gains K_{in} et K_{pn} seront donnés par :

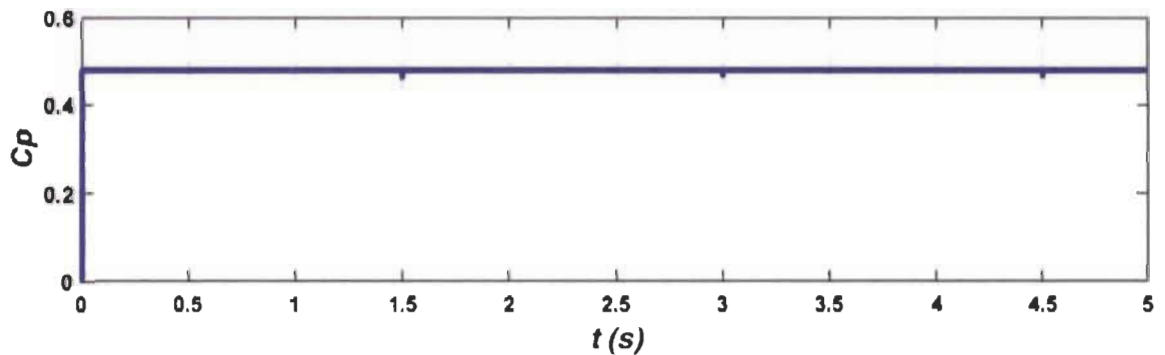
$$\begin{cases} K_{in} = \frac{3.f}{t_r} \\ K_{pn} = \frac{3.J}{t_r} \end{cases} \quad (4.63)$$

4.8 Simulation et analyse des résultats

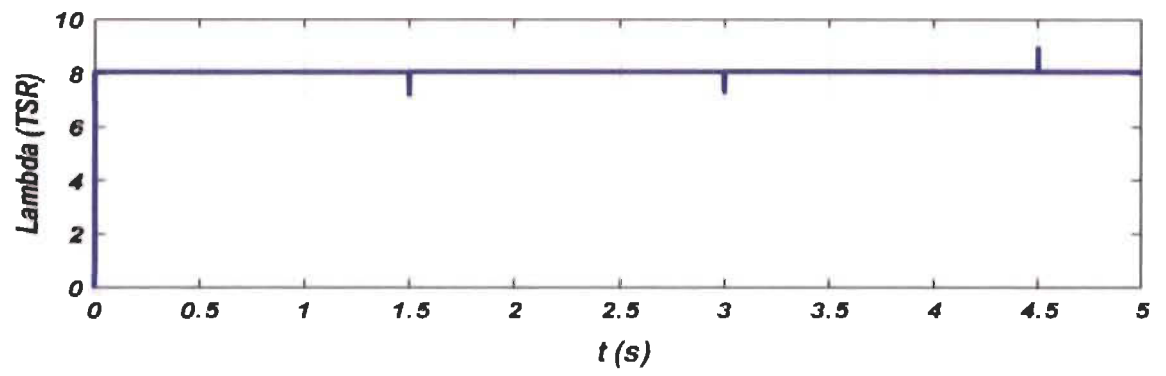
La figure 4.18 présente les résultats de simulation de la génératrice synchrone à aimant permanent sous MATLAB/Simulink, avec l'application de la commande vectorielle de la GSAP, avec une vitesse du vent variable comme le montre la figure 4.18.a. La figure 4.18.b. présente la variation du coefficient de la puissance C_p de la turbine éolienne, où nous pouvons constater que ce dernier reste stable autour de sa valeur optimale $C_{p-opt} = 0.48$, avec une faible variation lors de variations de vitesse, la même chose pour la vitesse spécifique λ qui suit sa valeur optimale $\lambda_{opt} = 8.1$.



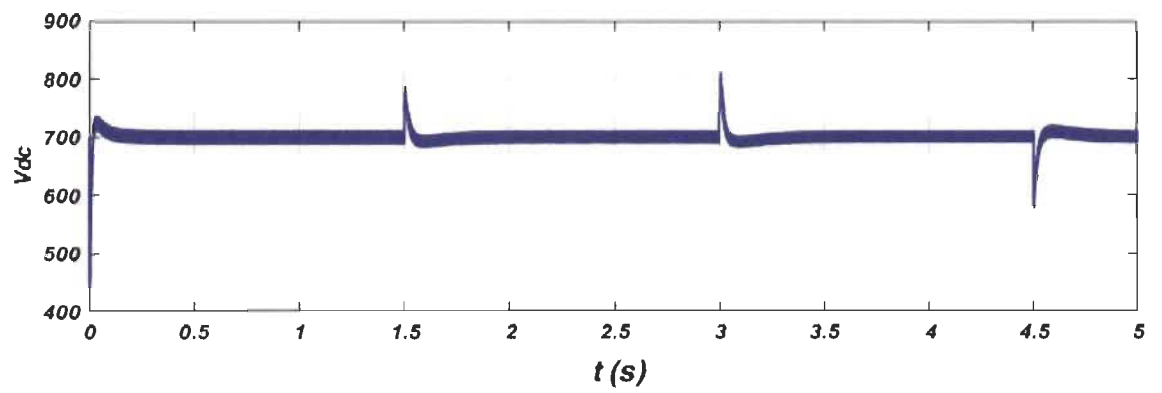
a) Vitesse du vent



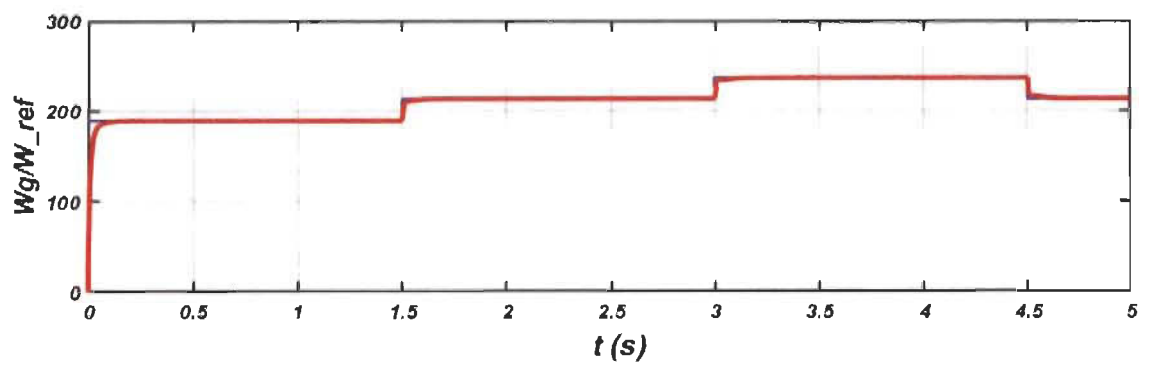
b) Coefficient de la puissance



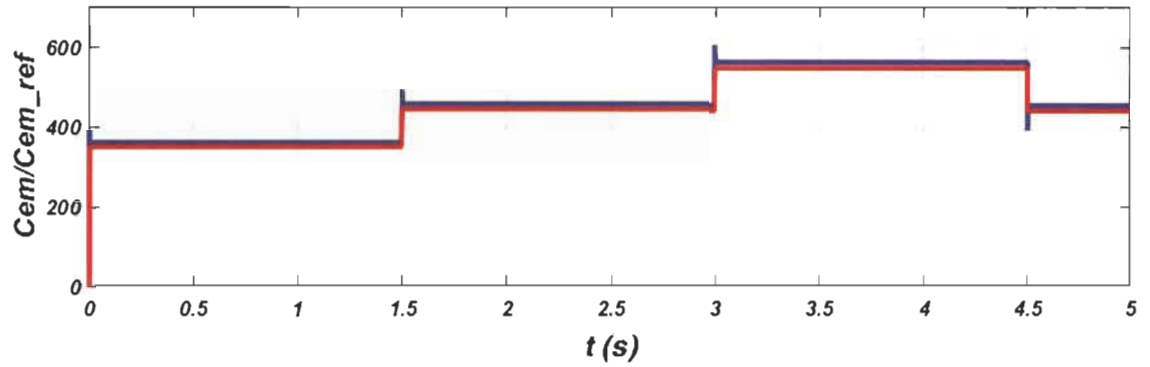
c) Vitesse spécifique



d) Tension du bus continu



e) Vitesse mécanique de la turbine



f) Couple électromécanique

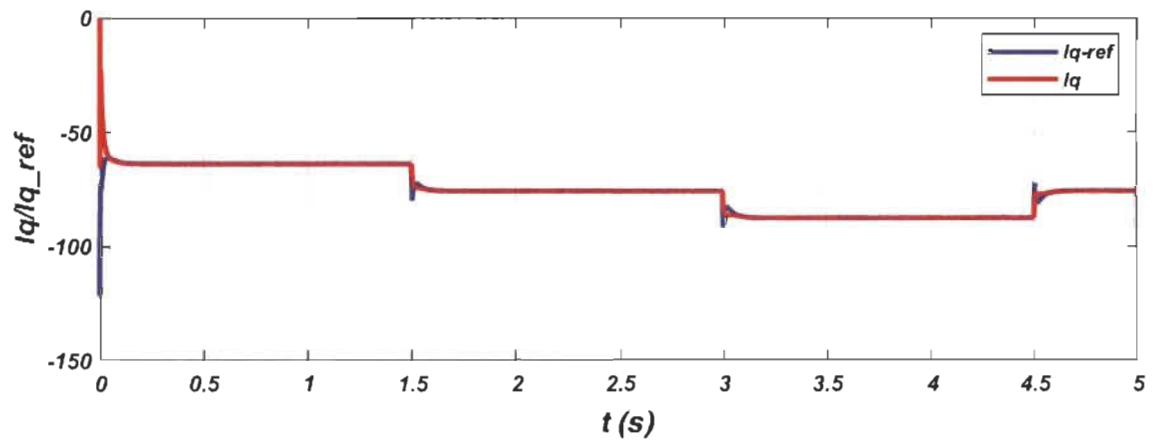
g) Courant I_q de la génératrice

Figure 4-18 Commande vectorielle de la génératrice synchrone à aimant permanent

La tension du bus continu V_{dc} reste constante à une valeur de référence 700 V, avec de faibles oscillations causées par la variation de la vitesse du vent (cf. figure 4.18.d). Les figures 4.18.e. et 4.18.c montrent les courbes de la vitesse Ω_{mec} et le couple électromagnétique C_{em} de la GSAP, où les deux signaux suivent parfaitement leurs références Ω_{mec_ref} et C_{em_ref} .

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement de la GSAP, à travers lequel nous avons commencé par définir le principe de la génératrice synchrone à aimant permanent et par montrer les types des GSAP utilisées dans l'industrie. Par la suite nous avons présenté le modèle dynamique de la génératrice, à partir de laquelle la simulation de la GSAP est implémentée sous Simulink. Dans la deuxième partie, nous avons étudié la commande vectorielle de la GSAP entraînée par une turbine éolienne. La simulation du système avec une vitesse du vent variable sur MATLAB/Simulink a montré que la commande fonctionne très bien et que les résultats obtenus sont très satisfaisants.

Chapitre 5 - MODÉLISATION ET COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

5.1 Introduction

L'évolution rapide dans la technique des interrupteurs électroniques a permis aux convertisseurs de puissance de fonctionner dans des systèmes de moyennes et hautes puissances, avec des performances plus élevées. Dernièrement, ce type de convertisseur a été de plus en plus utilisé dans l'industrie, dans de nombreuses applications, telles que les industries pétrochimiques et minières, la technologie de traction pour le transport et également dans les réseaux électriques pour l'amélioration de la qualité de l'énergie et l'optimisation des systèmes électriques existants; ces convertisseurs sont considérés comme des éléments clés dans le domaine de l'énergie renouvelable, où ils assurent l'interconnexion de sources d'énergie au réseau électrique avec le traitement de différentes contraintes impliquées par cette connexion. L'évolution de la technologie du transistor bipolaire (IGBT) et les avantages techniques de ce type de semi-conducteur par rapport à d'autres types tels que le GTO et le IGCT ont donné une grande poussée dans le développement des convertisseurs multiniveaux; ils sont utilisés dans les systèmes où la puissance peut aller jusqu'à quelques MW, et aussi comme des compensateurs de puissance de plusieurs MVA. L'utilisation de ce type de convertisseur a permis aussi d'éliminer plusieurs composantes dans les systèmes industriels tels que les transformateurs de couplage et les filtres de compensation; en plus de ces avantages, les convertisseurs multiniveaux présentent plusieurs

atouts par rapport aux convertisseurs classiques à deux niveaux, tels que la réduction des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive et par conséquent l'amélioration de la qualité et de la densité de la puissance du système.

De nos jours, il y a un grand intérêt autour de l'étude des convertisseurs multiniveaux, en particulier en ce qui concerne les nouvelles technologies et les stratégies de contrôle. Dans ce chapitre, nous étudierons ce type de convertisseur, et nous commencerons par une revue sur les différents types existant dans la pratique et les avantages et les inconvénients de chaque type. Nous étudierons également les convertisseurs de type NPC et la modélisation et les stratégies de commande des onduleurs à trois et à cinq niveaux, et finalement nous présenterons la simulation de ces convertisseurs sur MATLAB/Simulink et nous analyserons les différents résultats obtenus.

5.2 Les convertisseurs multiniveaux

5.2.1 Principe des convertisseurs multiniveaux

Comme l'indique son appellation, un convertisseur multiniveau produit une tension AC à plusieurs niveaux c'est à dire de 3 jusqu'à N niveaux. Cela se fait par l'augmentation du nombre d'interrupteurs électroniques; en règle générale pour un onduleur de N niveaux nous avons besoin de $(N+1)$ interrupteurs; et avec la multiplication des sources de tension DC par l'intermédiaire d'un diviseur capacitif (DC Link), pour un convertisseur de N niveaux il faut $(N-2)$ sources de tension (les condensateurs du bus continu jouent le rôle des sources de tension secondaire) [49] [45].

La figure 5.1 présente le principe des convertisseurs multiniveaux, où nous pouvons constater que pour la figure 5.1.a. nous avons une source de tension continue qui sera

convertie en tension alternative à l'aide de deux interrupteurs électroniques, ce qui correspond à un convertisseur à deux niveaux; pour obtenir une tension modulée de trois niveaux, nous avons besoin de deux sources de tension continue et de trois interrupteurs, ce qui est présenté sur la figure 5.1.b; la figure 5.1.c illustre le principe général d'un convertisseur à N niveaux.

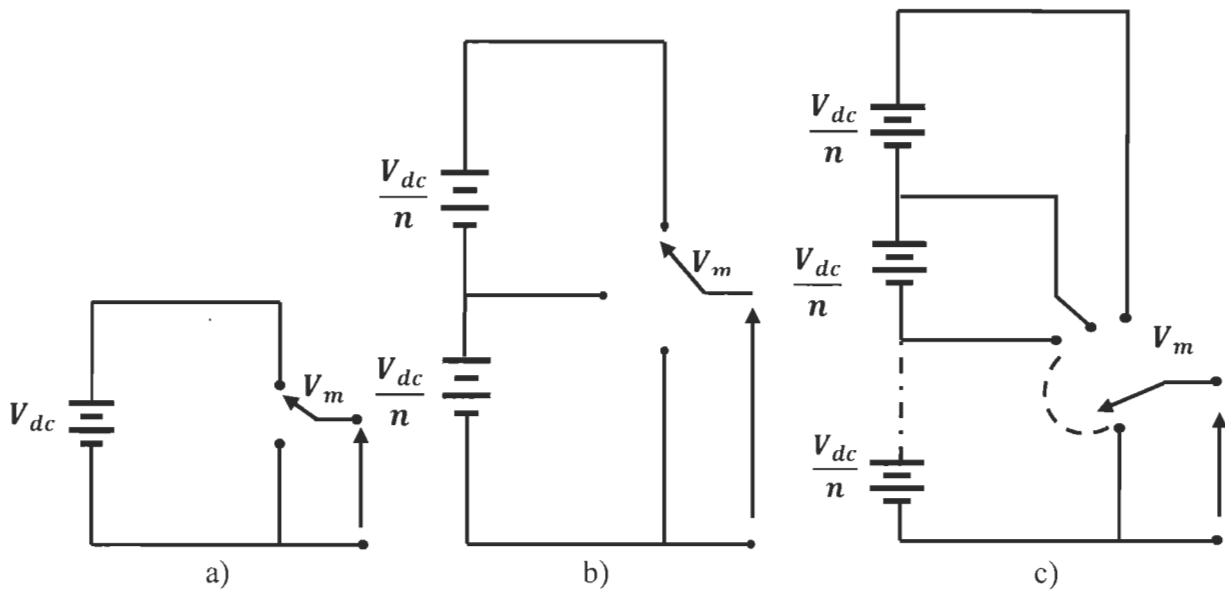


Figure 5-1 Principe des convertisseurs multiniveaux ; a) deux niveaux, b) trois niveaux et c) N niveaux.

5.2.2 Types des convertisseurs multiniveaux

Généralement, il existe trois topologies de convertisseurs multiniveaux qui sont les mieux connues dans la pratique : la topologie clampée par neutre (NPC), les convertisseurs multicellulaires (ou à condensateur flotteur) et les convertisseurs en cascade.

5.2.2.1 Convertisseur clampé par le neutre (NPC)

Cette topologie a été proposée pour la première fois en 1981 par A. Nabae, I. Takahashi et H. Akagi, comme illustré à la figure 5.2 : cette topologie est basée sur la création de $(N - 2)$

points milieux capacitifs, c'est-à-dire que le bus continu est composé de $(N - 1)$ condensateurs en série. Cette structure va nous permettre d'obtenir N niveaux de tension : $V(N - 1), 2V(N - 1), \dots$ jusqu'à $V(N - 1) / (N - 1)$. [42][41]

Ainsi, la tension de bus continu V_{dc} sera répartie uniformément sur les condensateurs de manière à obtenir une tension égale $V(N - 1)$ aux bornes de chaque condensateur. La figure 5.2 montre que le convertisseur NPC est composé de trois bras identiques, chaque bras est composé de $(N - 1)^2$ interrupteurs d'électronique constitués d'un transistor et de diodes en antiparallèle, avec $(n - 1)$ diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu: [42][43].

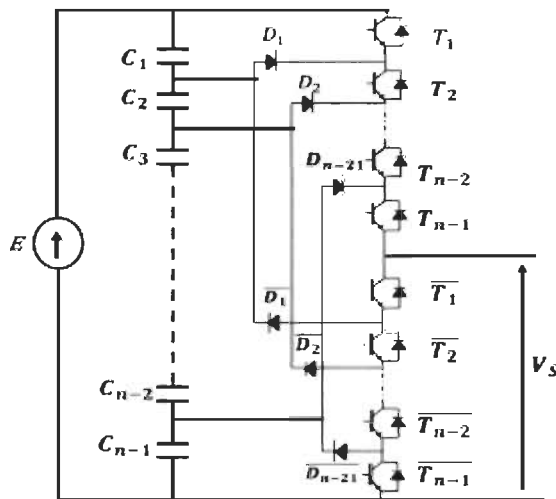


Figure 5-2 Bras d'un convertisseur NPC à N niveaux

Par rapport aux conventionnels, les convertisseurs multiniveaux présentent les avantages suivants : [42][43][44]

- ✓ La tension de blocage aux bornes des interrupteurs est réduite à $V_{dc}/(n - 1)$, ce qui réduira les pertes de commutation.
- ✓ Un équilibrage naturel du potentiel des points milieux;

- ✓ Une réduction du taux des harmoniques (THD), c'est-à-dire une meilleure qualité d'onde par rapport au convertisseur classique;
- ✓ La possibilité de réduction ou d'élimination des filtre passifs;

Cependant il y a quelques inconvénients de cette topologie tels que :

- ✓ Le nombre des diodes de blocage augmente avec l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur; pour supporter les tensions directes élevées, cela va engendrer la complexité de conception et l'augmentation de coût.
- ✓ La complexité d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

5.2.2.2 Convertisseurs multicellulaires (ou à condensateur flotteur)

La topologie multicellulaire ou à capacité flottante (*flying capacitor multilevel inverter*) a été présentée en 1992 par T. Meynard et H. Foch; il s'agit d'une topologie alternative au convertisseur NPC, elle a été proposée pour résoudre les problèmes existants dans la topologie NPC, tels que l'équilibrage de tension et le nombre de diodes de bouclage. Pour ce faire, des condensateurs connectés en série sont utilisés à la place des diodes, afin d'assurer la génération de niveaux de tension intermédiaires comme le montre la figure 5.3. Pour un convertisseur à capacité flottante de N niveaux, nous avons besoin de $2(n-1)$ interrupteurs et $(n-1)$ condensateurs flottants.

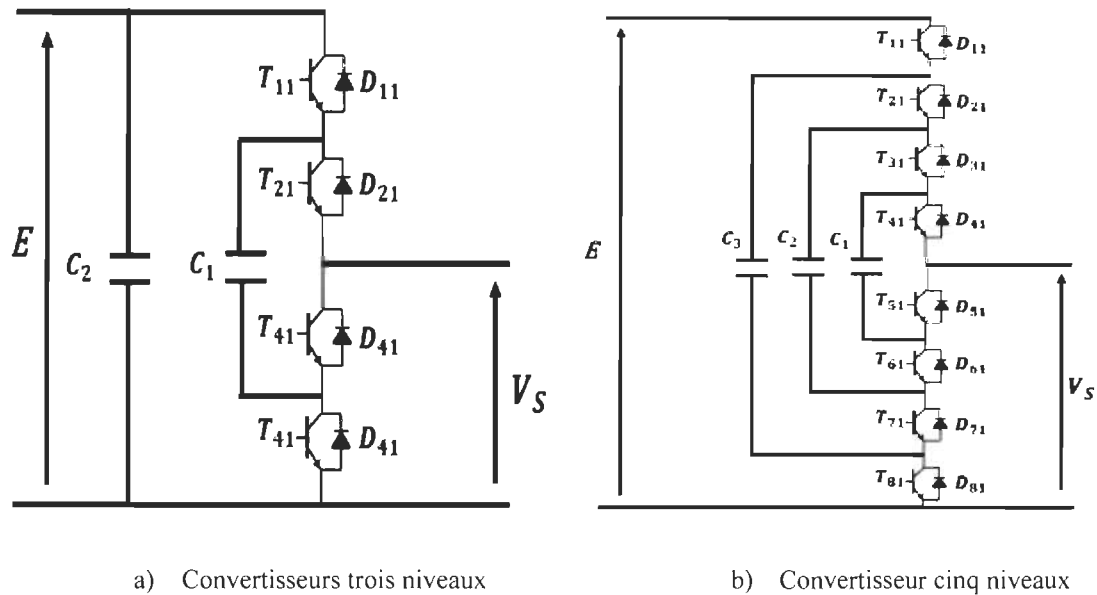


Figure 5-3 Structure d'un bras de convertisseur multicellulaire

Cette topologie présente plusieurs avantages :

- ✓ Le problème des diodes de bouclages est éliminé.
- ✓ La tension de blocage constante dans tous les interrupteurs est maintenue.
- ✓ Des états de commutation supplémentaires aident à maintenir l'équilibrage de la charge dans les condensateurs.

Cependant, nous pouvons mentionner quelques inconvénients de ce type de convertisseur :

- ✓ Un nombre élevé des condensateurs utilisés, ce qui rend cette topologie complexe et coûteuse;
- ✓ La complexité du contrôle de la tension dans tous les condensateurs;
- ✓ Un problème de résonance parasite entre les condensateurs découplés.[45]

5.2.2.3 Convertisseurs en cascade (à alimentation séparée)

Ce type de convertisseur est formé par la connexion en cascade de deux ou plusieurs convertisseurs monophasés, comme l'indique la figure 5.4, Chaque onduleur produit trois niveaux de tension V_{dc} , 0 et $-V_{dc}$. La tension de sortie est la somme des tensions des onduleurs monophasés.

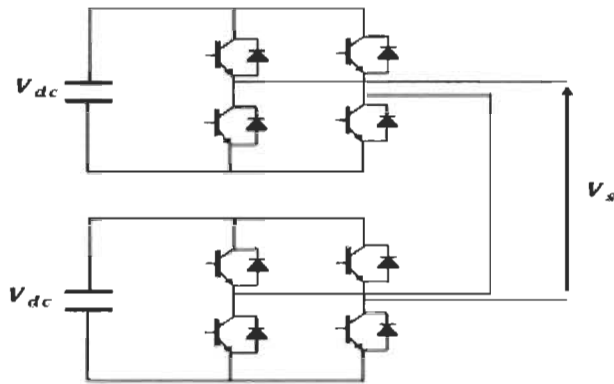


Figure 5-4 Structure d'un bras de convertisseur en cascade à cinq niveaux

Le nombre de niveaux est donné par $n = (2s + 1)$ où s est le nombre de sources continues.

Les avantages de ces topologies sont,[43][44][45] :

- ✓ La possibilité d'accéder à un nombre élevé de cellules sur chaque phase;
- ✓ La même tension de blocage dans tous les interrupteurs électroniques.

L'inconvénient majeur de cette topologie est la nécessité d'utiliser des sources de tension séparées pour chaque module.

5.2.3 Commande des onduleurs multiniveaux :

5.2.3.1 Les stratégies de la commande des convertisseurs multiniveaux

L'objectif principal de la stratégie de commande des onduleurs multiniveaux est de se rapprocher d'une tension sinusoïdale à la sortie du convertisseur, avec la minimisation des pertes de commutation et la réduction des harmoniques. Pour cela, de nombreuses techniques de modulation sont utilisées dans la littérature pour atteindre cet objectif; ces techniques peuvent être classées selon plusieurs critères, la figure 5.5 présente la classification des stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux selon la fréquence de commutation [50] [51] :

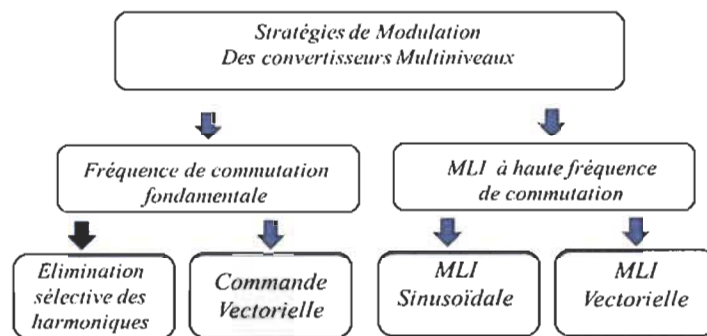


Figure 5-5 Stratégies de modulation des convertisseurs multiniveaux.

La commande MLI a été considérée depuis plusieurs années comme l'une des technologies de base des convertisseurs statiques et en électronique de puissance, où elle a été proposée afin d'améliorer la qualité de l'énergie générée par les convertisseurs, par rapport à la forme sinusoïdale de l'onde, le taux des harmoniques et les pertes de commutation. Plusieurs recherches ont été réalisées pour le développement de la commande MLI et plusieurs techniques de commande ont été proposées dans ce sens; parmi ces techniques nous pouvons mentionner [51] [53] :

La commande MLI sinusoïdale, dans laquelle nous pouvons constater :

- ✓ MLI à échantillonnage naturel;
- ✓ MLI à échantillonnage symétrique;
- ✓ MLI à échantillonnage asymétrique;
- ✓ MLI à élimination sélective des harmoniques.

La commande MLI vectorielle.

5.2.3.2 Commande MLI vectorielle (SVPWM) des convertisseurs multiniveaux.

La commande MLI vectorielle est considérée comme la variante de la commande MLI la plus répandue ces dernières années. Elle a été proposée pour la première fois dans les années 80, pour l'entraînement des machines asynchrones; aujourd'hui elle est très répandue dans la commande des convertisseurs de puissance, en particulier dans les onduleurs multiniveaux, grâce à ses avantages par rapport à la commande MLI sinusoïdale; parmi ces avantages, il y'a :

- ✓ Un taux des harmoniques réduit;
- ✓ La valeur crête de la tension de sortie plus élevée (plus de 15 % par rapport à SPWM);
- ✓ Une réduction des pertes de commutation.

Pour toutes les raisons citées ci-dessus, nous avons choisi la commande MLI vectorielle (SVPWM), dans ce travail.

5.2.4 Modélisation et commande de l'onduleur NPC à deux niveaux

5.2.4.1 Structure de l'onduleur à deux niveaux.

La figure 5.6 présente un schéma simplifié d'un onduleur triphasé de type NPC à deux niveaux, chaque phase est donnée par un bras qui contient deux interrupteurs électroniques constitués d'un transistor IGBT et d'une diode antiparallèle, les trois bras de l'onduleur sont considérés comme identiques et les interrupteurs sont idéaux, ils sont commandables à l'ouverture et à la fermeture.

Les trois bras de l'onduleur sont alimentés par une source de tension continue V_{dc} . Cette tension doit passer par un bus continu constitué de deux condensateurs identiques C_1 et C_2 qui forment un diviseur de tension V_{dc} en deux tensions égales $V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2}$.

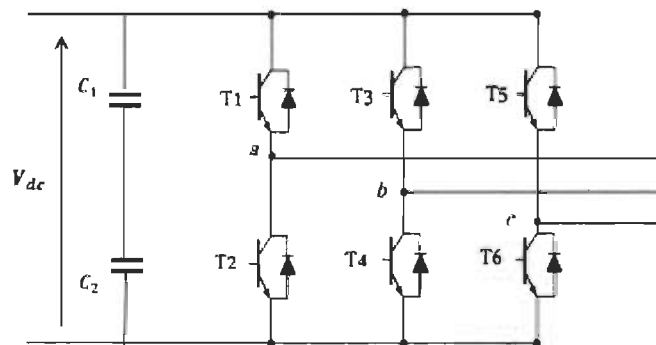


Figure 5-6 Schéma structurel d'un onduleur à deux niveaux

- **Les états de commutation :**

Selon l'état d'ouverture et de fermeture des interrupteurs nous pouvons avoir $2^3 = 8$ états de commutation; nous pouvons définir trois types des états de commutation indiqués dans le tableau 4.1 :

(P) indique que l'interrupteur supérieur d'un bras est fermé (T_1, T_3 et T_5), ce qui nous donne une tension positive à la sortie de l'onduleur $V_{xn}=+V_{dc}$.

✓ (O) indique que l'interrupteur inférieur d'un bras est fermé (T_2, T_4 et T_6), et la tension de sortie est nulle $V_{xn}=0$.

Tableau 5-1 États de commutation des trois bras d'un onduleur à deux niveaux

	<i>Bras 1</i>			<i>Bras 2</i>			<i>Bras 3</i>		
<i>Etats de commutation</i>	T_1	T_2	V_{An}	T_3	T_4	V_{Bn}	T_5	T_6	V_{Cn}
<i>P</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	V_{dc}	<i>1</i>	<i>0</i>	V_{dc}	<i>1</i>	<i>0</i>	V_{dc}
<i>O</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>

Le tableau 5.2 présente les états de commutation possibles d'un onduleur à deux niveaux, avec les états d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et les vecteurs spatiaux produits dans chaque état.

Tableau 5-2 États de commutation et les vecteurs spatiaux de l'onduleur à deux niveaux [51]

<i>Les Vecteurs</i>		<i>Etats de commutation</i>	<i>Interrupteurs Fermés</i>	<i>Valeurs des vecteurs</i>
<i>Vecteurs Nuls</i>	\vec{V}_0	<i>PPP</i>	T_1, T_3, T_5	$\vec{V}_0 = 0$
		<i>OOO</i>	T_2, T_4, T_6	
	\vec{V}_1	<i>POO</i>	T_1, T_4, T_6	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j0}$
	\vec{V}_2	<i>PPO</i>	T_1, T_3, T_6	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
	\vec{V}_3	<i>OPO</i>	T_2, T_3, T_6	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Vecteurs Actifs	\vec{V}_4	<i>OPP</i>	T_2, T_3, T_5	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	\vec{V}_5	<i>OOP</i>	T_2, T_4, T_5	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
	\vec{V}_6	<i>POP</i>	T_1, T_4, T_5	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$

5.2.4.2 Commande SVPWM de l'onduleur NPC à deux niveaux

L'approximation d'une tension référence V_{ref} est faite à partir de 06 vecteurs actifs \vec{V}_1 à \vec{V}_6 et les vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 du tableau 5.2; ces derniers forment ensemble un cercle de 360°, ce cercle est divisé en six intervalles identiques appelés secteurs, où chaque secteur occupe un angle de $\frac{\pi}{3}$, comme il est illustré sur la figure 5.7.

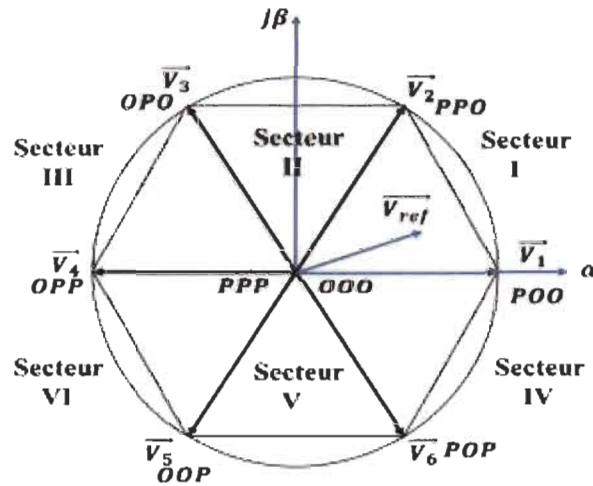


Figure 5-7 Diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux

La commande MLI vectorielle est basée sur les étapes suivantes [49] [51] [54] :

- ✓ Déterminer les secteurs de la tension de référence V_{ref} et son angle θ ;
- ✓ Déterminer le secteur s , dans laquelle se trouve le vecteur V_{ref} ;

- ✓ Calculer le temps d'action des vecteurs T_a, T_b et T_c ;
 - ✓ Trouver les séquences des temps d'action;
 - ✓ Générer les signaux de commande symétriques.
- **Détermination du secteur où se trouve le vecteur V_{ref}**

Pour trouver l'emplacement du vecteur de référence V_{ref} par rapport aux 06 secteurs du diagramme vectoriel, il suffit de déterminer la valeur de l'angle θ dans le plan $\alpha\beta$, où le numéro de secteur S est donné en fonction de θ par :

$$s = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{pour } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{pour } \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi \\ 4 & \text{pour } \pi < \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{pour } \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{pour } \frac{5\pi}{3} < \theta < 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

Dans le secteur 01, l'analyse du vecteur V_{ref} sera en fonction des vecteurs adjacents \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_0 (ou \vec{V}_7) .

- **Détermination des temps d'action T_a, T_b et T_c**

Le calcul des temps d'action des trois vecteurs utilisés dans l'estimation du vecteur de la tension référence V_{ref} se fait selon le principe « Volt-second balance », où le produit du vecteur V_{ref} avec le temps d'échantillonnage T_s est égal à la somme des produits des trois vecteurs adjacents \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_0 avec leurs temps d'action T_a, T_b et T_c . Cela nous donne :

$$\int_0^{T_s} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_a} V_1 \cdot dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 \cdot dt + \int_{T_a+T_c}^{T_s} V_0 \cdot dt$$

$$T_s \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2}$$

$$T_s \cdot \overline{V_{ref}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

À partir de la relation 5.1, on peut déduire les relations générales des temps d'action T_a, T_b et T_c .

$$T_a = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \right) \quad (5.3)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \left(\sin \left(\frac{n}{3} \cdot \pi - \theta \right) \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \left(\sin \left(\frac{n}{3} \cdot \pi \right) \cdot \cos(\theta) - \cos \left(\frac{n}{3} \cdot \pi \right) \cdot \sin(\theta) \right)$$

$$T_b = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \left(\sin \left(\theta - \frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \right) \quad (5.4)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \left(-\cos(\theta) \cdot \sin \left(\frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) - \sin(\theta) \cdot \cos \left(\frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \right)$$

$$T_0 = T_s - (T_a + T_b) \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \left(\sin \left(\theta - \frac{n-1}{3} \cdot \pi \right) \right) \quad (5.5)$$

Avec $n = 1, 2, 3, \dots, 6$.

Pour le secteur 01, les vecteurs adjacents utilisés pour la synthèse du vecteur de référence sont les vecteurs $\overrightarrow{V_1}, \overrightarrow{V_2}$ et $\overrightarrow{V_0}$ comme l'indique la figure 5.8, donc les temps d'action dans ce secteur peuvent être écrits comme suit :

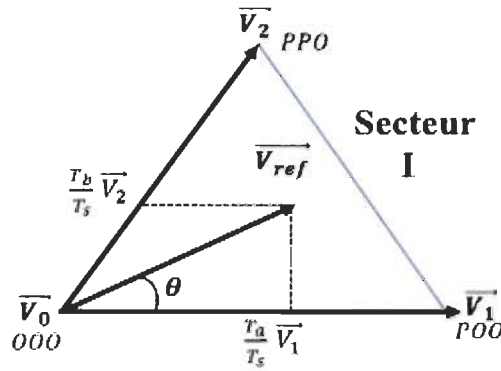


Figure 5-8 Vecteur référence en fonction des vecteurs adjacents dans le premier secteur

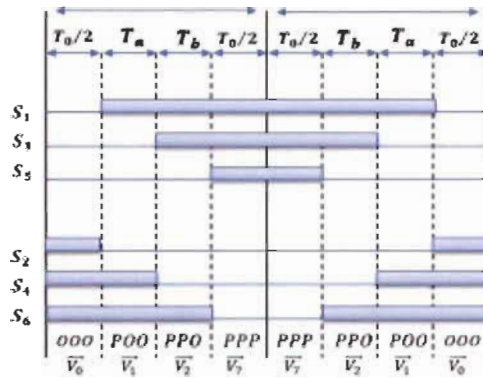
$$\begin{cases} T_a = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_b = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \quad \text{pour } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ T_0 = T_s - (T_a + T_b) \end{cases} \quad (5.6)$$

Dans la relation 5.6 le rapport $\frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{dc}}$ présente l'indice de modulation noté m_a , cet indice varie généralement entre $0 \leq m_a \leq 1$. ; pour un indice de modulation maximal $m_{max} = 1$, $V_{refmax} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$. Nous pouvons écrire la relation 5.5 en fonction de l'indice de modulation m_a , et nous obtenons :

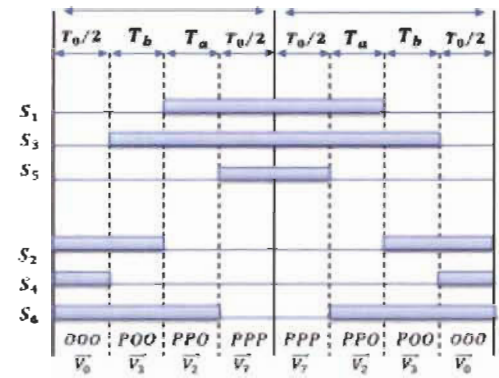
$$\begin{cases} T_a = T_s \cdot m_a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_b = T_s \cdot m_a \cdot \sin(\theta) \quad \text{pour } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ T_0 = T_s - (T_a + T_b) \end{cases} \quad (5.7)$$

- **Détermination des temps de commutation des interrupteurs**

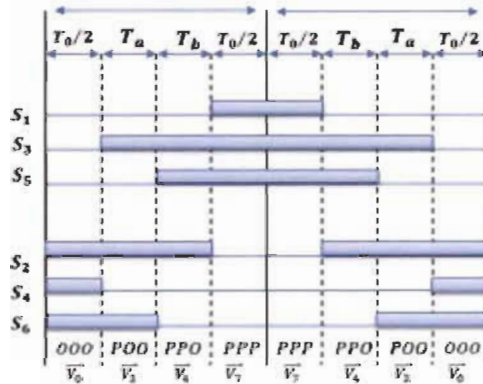
La figure 5.9 présente les temps de commutation des interrupteurs supérieurs S_1, S_3, S_5 et inférieurs S_2, S_4, S_6 , en fonction des temps d'action T_a, T_b et T_c , des vecteurs spatiaux.



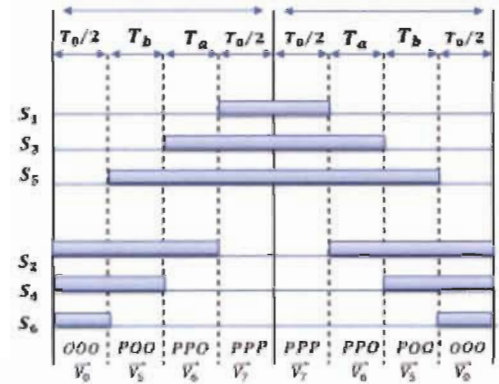
a) Secteur 01



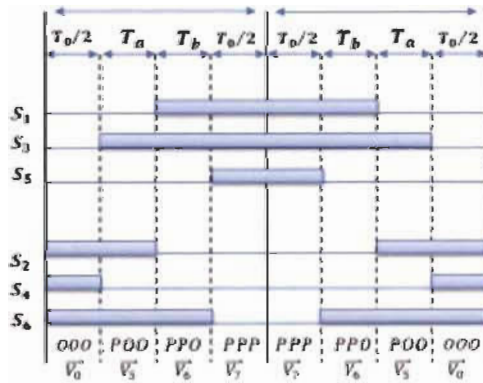
b) Secteur 02



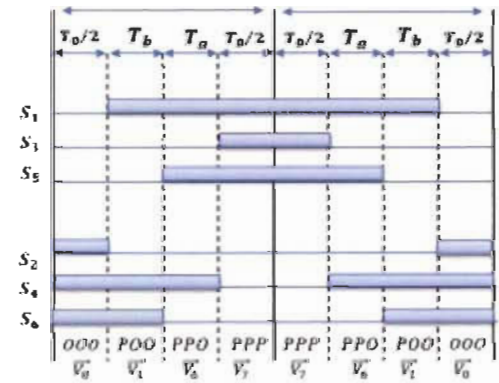
c) Secteur 03



d) Secteur 04



e) Secteur 05



f) Secteur 06

Figure 5-9 Temps de commutation des interrupteurs dans les différents secteurs

À partir de la figure 5.9, nous pouvons calculer le temps de commutation de chaque interrupteur dans l'onduleur à deux niveaux. Le tableau 5.3 résume les temps de commutation des différents interrupteurs dans les six secteurs du diagramme vectoriel.

Tableau 5-3 Temps de commutation des interrupteurs d'un onduleur à deux niveaux

<i>Secteur</i>	<i>Interrupteurs supérieurs</i> <i>(S₁, S₃, S₅)</i>	<i>Interrupteurs inférieurs</i> <i>(S₂, S₄, S₆)</i>
<i>1</i>	$s_1 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_3 = T_b + T_0/2$ $s_5 = T_0/2$	$s_2 = T_0/2$ $s_4 = T_a + T_0/2$ $s_6 = T_a + T_b + T_0/2$
<i>2</i>	$s_1 = T_a + T_0/2$ $s_3 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_5 = T_0/2$	$s_2 = T_b + T_0/2$ $s_4 = T_0/2$ $s_6 = T_a + T_b + T_0/2$
<i>3</i>	$s_1 = T_0/2$ $s_3 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_5 = T_b + T_0/2$	$s_2 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_4 = T_0/2$ $s_6 = T_a + T_0/2$
<i>4</i>	$s_1 = T_0/2$ $s_3 = T_a + T_0/2$ $s_5 = T_a + T_b + T_0/2$	$s_2 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_4 = T_b + T_0/2$ $s_6 = T_0/2$
<i>5</i>	$s_1 = T_b + T_0/2$ $s_3 = T_0/2$ $s_5 = T_a + T_b + T_0/2$	$s_2 = T_a + T_0/2$ $s_4 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_6 = T_0/2$
<i>6</i>	$s_1 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_3 = T_0/2$ $s_5 = T_a + T_0/2$	$s_2 = T_0/2$ $s_4 = T_a + T_b + T_0/2$ $s_6 = T_b + T_0/2$

5.2.5 Modélisation et commande de l'onduleur NPC à trois niveaux

5.2.5.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux.

La figure 5.10 présente le schéma d'un onduleur à trois niveaux de type NPC qui est constitué de trois bras identiques où chaque bras contient quatre interrupteurs électroniques, et chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode en antiparallèle qui assure la réversibilité du courant de la charge. Les interrupteurs de chaque bras sont liés entre eux par deux diodes de bouclage, qui sont connectées au point milieu (0) situé entre les deux condensateurs C_1 et C_2 . [41][55][56]

Les condensateurs C_1 et C_2 sont identiques ($C_1 = C_2$), ils forment un diviseur capacitif qui divise la tension continue V_{dc} , fournie par une source externe en deux tensions égales U_{c1} et U_{c2} de telle façon que la tension de chaque condensateur est égale à la moitié de la source de tension continue ($U_{c1} = U_{c2} = \frac{V_{dc}}{2}$).

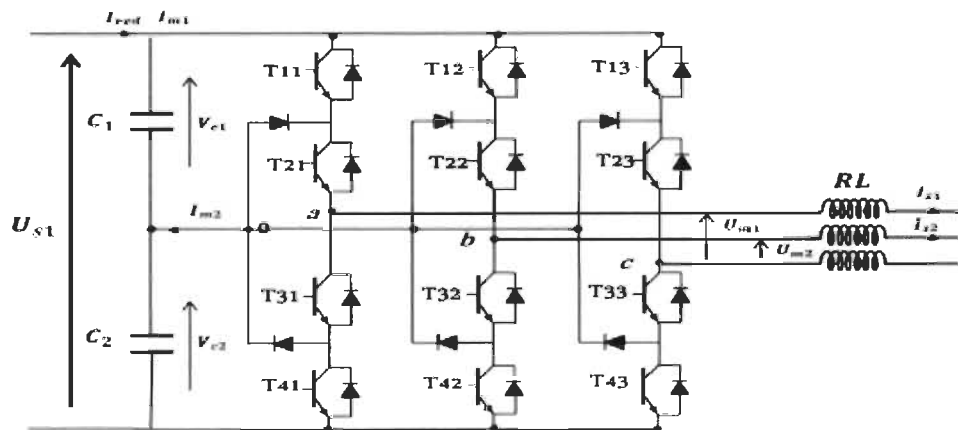
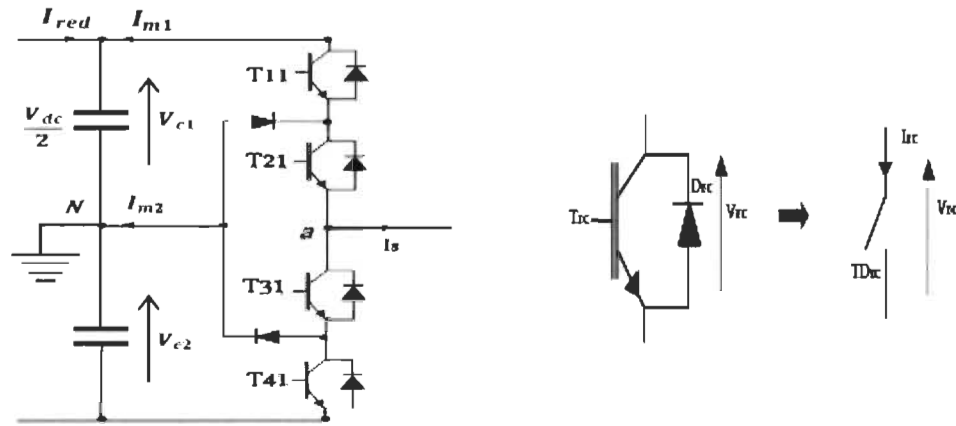


Figure 5-10 Structure d'un onduleur NPC à trois niveaux

5.2.5.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux

Pour l'étude du principe de fonctionnement de l'onduleur NPC à trois niveaux, nous allons considérer un seul bras de l'onduleur qui contient quatre interrupteurs électroniques identiques; afin de rendre l'étude moins complexe, nous avons considéré que chaque interrupteur constitué d'une paire IGBT-Diode représente un interrupteur bidirectionnel idéal, comme l'indique la figure 5.11.



a) Bras d'un onduleur NPC à 3 niveaux

b) Interrupteur bidirectionnel

Figure 5-11 Schéma d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux avec interrupteurs idéaux.

Les niveaux de tension de sortie sont donnés en fonction de la commutation des interrupteurs, où chaque interrupteur peut avoir deux états, passant ou bloqué; ces états sont commandables par un algorithme d'amorçage des transistors IGBT.

- **Les états de commutation**

Un bras de l'onduleur à trois niveaux est présenté par la figure 5.11.a, il comporte quatre interrupteurs T_{11}, T_{21}, T_{31} et T_{41} , ces interrupteurs ne peuvent pas être commandés simultanément pour éviter le court-circuit aux bornes des deux sources de tension. Pour cela une commande complémentaire des interrupteurs de chaque bras doit être assurée, de telle façon que $T_{11} = \overline{T_{31}}$ et $T_{21} = \overline{T_{41}}$, [46][51][52].

La commande de l'ouverture et de la fermeture de ces interrupteurs nous permettra d'obtenir trois niveaux de tension à la sortie de l'onduleur $\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{2}$ et 0. Ces trois niveaux de tension sont obtenus par la commutation des interrupteurs actifs de l'onduleur. Pour cela, trois types d'états de commutation sont définis :

- ✓ (P) indique que les deux interrupteurs supérieurs d'un bras (T_{11} et T_{21}), sont fermés, donc la tension de sortie est positive $V_s = +\frac{V_{dc}}{2}$.
- ✓ (N) indique que les deux interrupteurs inférieurs d'un bras (T_{31} et T_{41}), sont fermés, donc la tension de sortie est négative $V_s = -\frac{V_{dc}}{2}$.
- ✓ (O) indique que les deux interrupteurs internes d'un bras (T_{21} et T_{31}), sont fermés, et la tension de sortie est maintenue nulle à l'aide des diodes de bouclage ($V_s = 0$).

Les trois tensions de phases de V_a, V_b et V_c sont exprimées en fonctions des variables de commutation S_a, S_b et S_c , par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{dc}}{2} * S_a \\ V_b = \frac{U_{dc}}{2} * S_b \\ V_c = \frac{U_{dc}}{2} * S_c \end{cases} \quad (5.8)$$

Les variables S_a, S_b et S_c sont définies comme suit :

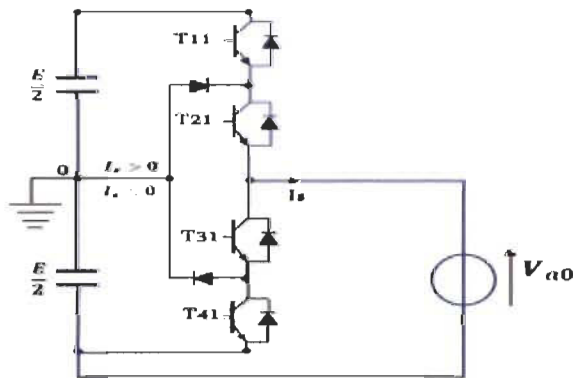
$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{tension de sortie positive (P)} \\ 0 & \text{tension de sortie nulle (O)} \\ -1 & \text{tension de sortie négative (N)} \end{cases} \quad (5.9)$$

Le tableau 5.4 présente les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux avec les états de commutation et les tensions de sortie [51].

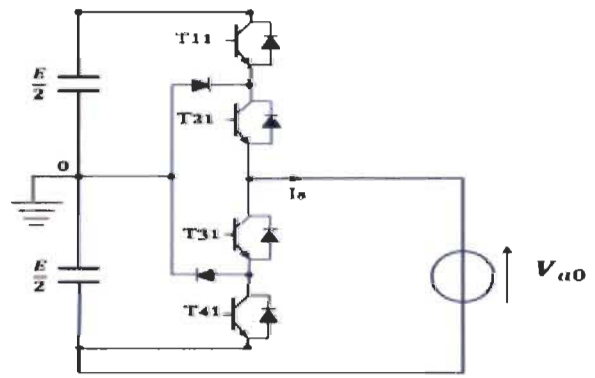
Tableau 5-4 États de commutation des interrupteurs et tension de sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux

États de commutation	États des interrupteurs				Tension de sortie V_{aN}
	T_{11}	T_{21}	T_{31}	T_{41}	
P	0	0	1	1	$+\frac{U_{dc}}{2}$
O	0	1	1	0	0
N	1	1	0	0	$-\frac{U_{dc}}{2}$

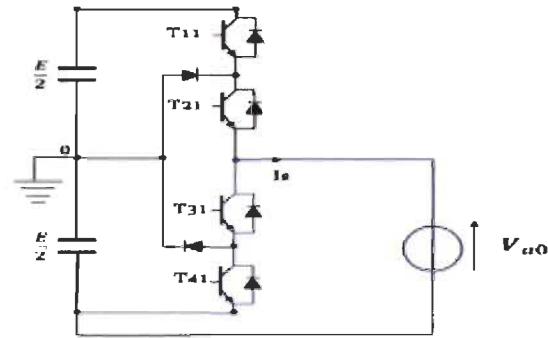
A partir du tableau 5.4 on peut distinguer les différentes configurations possibles du bras de l'onduleur en fonction des états de commutation des interrupteurs T_{11}, T_{21}, T_{31} et T_{41} , les différentes configurations sont présentées dans la figure 5.12 [44][46][51].



a) première configuration



b) deuxième configuration



c) troisième configuration

Figure 5-12 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC en fonction des états de commutation des interrupteurs

- ✓ La figure 5.12.a : les interrupteurs T_{11}, T_{21} sont fermés, par conséquent T_{31} et T_{41} sont ouverts, ce qui correspond à l'état de commutation (1100), donc la tension de sortie $V_s = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} = E$.
- ✓ La figure 5.12.b : les interrupteurs T_{21}, T_{31} sont fermés, par conséquent T_{11} et T_{41} sont ouverts, ce qui correspond à l'état de commutation (0110), donc la tension de sortie $V_s = \frac{E}{2}$.
- ✓ La dernière configuration est obtenue par l'état de commutation (0011), comme l'illustre la figure 5.12.c, où la tension de sortie $V_s = 0$.

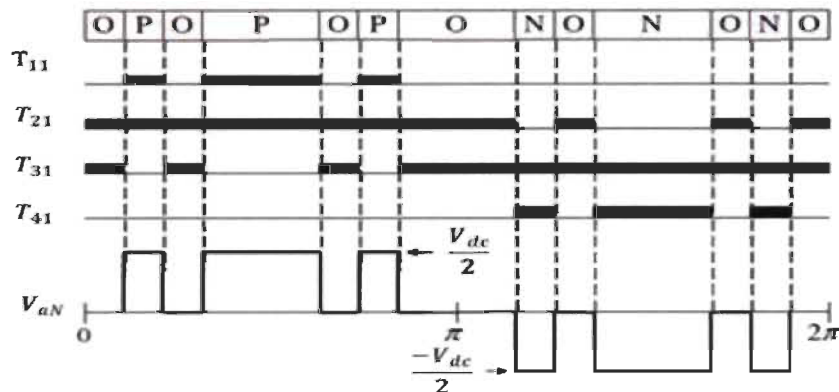


Figure 5-13 Différents états de commutation d'un bras d'onduleur à trois niveaux avec la tension de sortie V_{aN} [11]

5.2.5.3 Commande *SVPWM* de l'onduleur *NPC* à trois niveaux

La MLI vectorielle est basée sur la reconstruction d'un vecteur de tension référence V_{ref} à partir des vecteurs adjacents, dans un temps d'échantillonnage donné. Dans un onduleur NPC à trois niveaux, il existe 27 combinaisons d'état de commutation; parmi ces combinaisons, 19 sont possibles, le diagramme vectoriel de la figure 5.14 montre les différents vecteurs actifs et leurs positionnements dans le repère α, β .

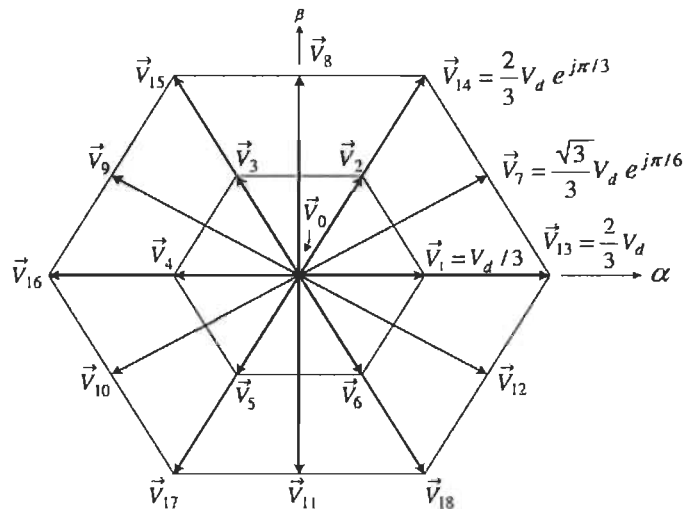


Figure 5-14 Diagramme vectoriel d'un onduleur NPC à trois niveaux [51]

Selon leurs magnitudes, ces vecteurs de tension peuvent être classés en quatre types de vecteurs :

- ✓ Les vecteurs nuls : représentés par \vec{V}_0 et composés par trois états de commutation *PPP*, *NNN* et *OOO*, avec une amplitude de zéro (0);
- ✓ Les vecteurs courts : représentés par \vec{V}_1 à \vec{V}_6 , où chaque vecteur est donné par deux états, un de type P et l'autre de type N, avec une amplitude de $\frac{1}{3}V_{dc}$;
- ✓ Les vecteurs moyens : représentés par \vec{V}_7 à \vec{V}_{12} , avec une amplitude de $\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$;
- ✓ Les vecteurs longs : représentés par \vec{V}_{13} à \vec{V}_{18} , avec une amplitude de $\frac{2}{3}V_{dc}$.

Le tableau 5.5 présente la classification des vecteurs de tension d'un onduleur NPC à trois niveaux avec l'amplitude de chaque type et les différents états de commutation possibles.

Tableau 5-5 États de commutation, classification et magnitude des vecteurs de sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux [51].

Vecteurs		Etats de commutation		Type de vecteur	Magnitude
\vec{V}_0		PPP, OOO, NNN		Vecteurs nuls	0
\vec{V}_1		Type P	Type N	Vecteurs Courts	$\frac{1}{3}V_{dc}$
	\vec{V}_{1P}	POO			
	\vec{V}_{1N}		ONN		
\vec{V}_2	\vec{V}_{2P}	PPO			
	\vec{V}_{2N}		OON		
\vec{V}_3	\vec{V}_{3P}	OPO			
	\vec{V}_{3N}		NON		
\vec{V}_4	\vec{V}_{4P}	OPP			
	\vec{V}_{4N}		NOO		
\vec{V}_5	\vec{V}_{5P}	OOP			
	\vec{V}_{5N}		NNO		
\vec{V}_6	\vec{V}_{6P}	POP			
	\vec{V}_{6N}		ONO		
\vec{V}_7		PON		Vecteurs Moyens	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
\vec{V}_8		OPN			
\vec{V}_9		NPO			
\vec{V}_{10}		NOP			
\vec{V}_{11}		ONP			
\vec{V}_{12}		PNO			
\vec{V}_{13}		PNN		Vecteurs Longs	$\frac{2}{3}V_{dc}$
\vec{V}_{14}		PPN			
\vec{V}_{15}		NPN			
\vec{V}_{16}		NPP			
\vec{V}_{17}		NNP			
\vec{V}_{18}		PNP			

Les 19 vecteurs actifs de la figure 5.14 forment ensemble un cercle de 360°, afin de faciliter l'analyse du vecteur de tension référence V_{ref} en fonction des différents vecteurs de

tension générés; ce cercle est divisé en 06 intervalles identiques appelés secteurs, où chaque secteur occupe un angle de $\frac{\pi}{3}$ et contient lui-même 04 petites zones, comme il est illustré sur la figure 5.15.

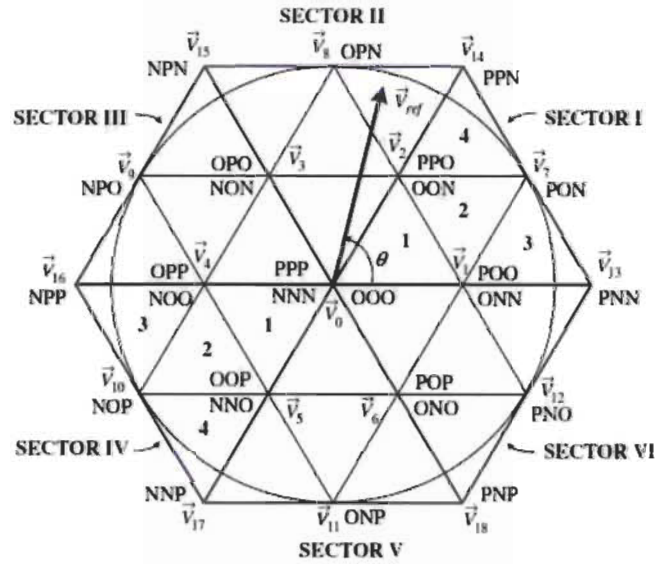


Figure 5-15 Diagramme vectoriel d'un onduleur à trois niveaux avec les différents secteurs et régions [51]

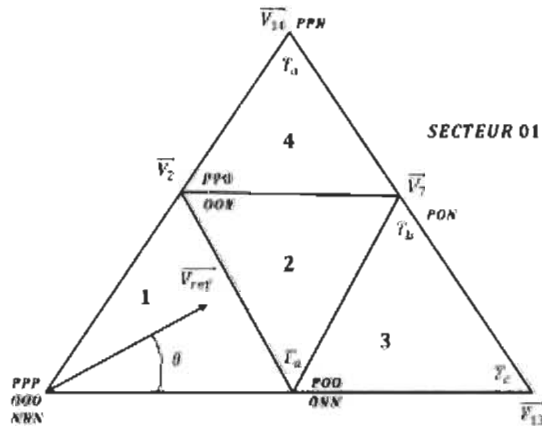


Figure 5-16 Les 04 régions dans un secteur du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux [51]

La figure 5.16 présente les quatre (04) zones dans le secteur 01 du diagramme vectoriel; en fonction de la situation du vecteur de tension référence V_{ref} , on peut déterminer les trois

vecteurs adjacents à partir desquels on peut analyser le vecteur de tension référence; par exemple dans le cas de la figure 5.16, V_{ref} située dans la zone 02 du secteur 01, l'analyse sera effectuée en fonction des vecteurs \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_7 .

La commande MLI vectorielle est basée sur les étapes suivantes [49] [51] [54] :

- ✓ Déterminer les vecteurs de la tension de référence V_{ref} et leur angle θ ;
 - ✓ Calculer le temps d'action des vecteurs;
 - ✓ Trouver les séquences des temps d'action;
 - ✓ Générer les signaux de commande symétriques.
- **Déterminer le secteur où se trouve le vecteur V_{ref}**
- Pour trouver l'emplacement du vecteur de référence V_{ref} par rapport aux 06 secteurs du diagramme vectoriel, il suffit de déterminer la valeur de l'angle θ dans le plan $\alpha\beta$, où le numéro de secteur S est donné en fonction de θ par :

$$s = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{pour } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{pour } \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi \\ 4 & \text{pour } \pi < \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{pour } \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{pour } \frac{5\pi}{3} < \theta < 0 \end{cases} \quad (5.10)$$

Dans l'exemple de la figure 5.16, le vecteur de référence V_{ref} se trouve dans le secteur 01, région 01, donc il sera analysé en fonction des vecteurs adjacents \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_0 .

- **Déterminer la région dans laquelle se trouve le vecteur V_{ref}**

Comme il est indiqué dans la figure 5.17, chaque secteur du diagramme vectoriel comporte quatre régions, où chaque région est caractérisée par trois vecteurs adjacents, à partir desquels le vecteur V_{ref} est synthétisé.

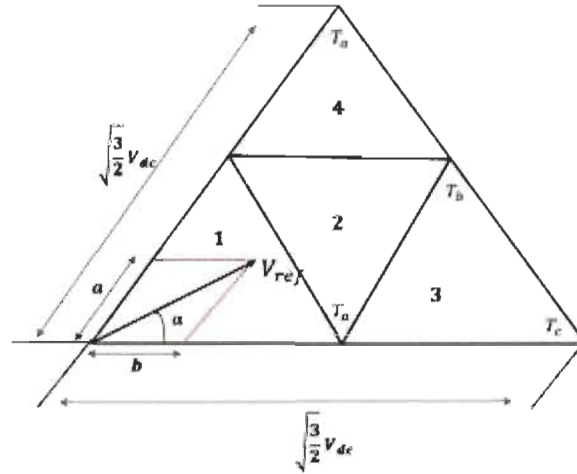


Figure 5-17 Détermination du numéro de la région dans un secteur en fonction des distances a et b.

Nous pouvons exprimer les distances a et b en fonction du V_{ref} par la relation suivante :

$$\begin{cases} a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta \\ b = V_{ref} \cdot \left(\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right) \end{cases} \quad (5.11)$$

A partir de la relation 5.4, on peut déduire la région où se trouve le vecteur V_{ref} , nous utilisons l'algorithme de la relation 4.5 [54].

$$R = \begin{cases} 1 & \text{Si } a, b < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \text{ et } (a + b) < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \\ 2 & \text{Si } a > 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \\ 3 & \text{Si } a, b < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \text{ et } (a + b) > 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \\ 4 & \text{Si } a > 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (5.12)$$

- **Calculer le temps d'action des vecteurs**

Après la détermination du nombre de secteurs et des trois vecteurs à utiliser pour la reconstruction du V_{ref} , on doit calculer le temps de commutation de chaque vecteur, en se basant sur le principe de « *Volt-second balance* », où le produit du vecteur V_{ref} avec le temps d'échantillonnage T_s est égal à la somme des produits des trois vecteurs adjacents \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_0 avec leurs temps d'actions T_a, T_b et T_c . Nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\int_0^{T_s} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_a} V_1 \cdot dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 \cdot dt + \int_{T_a+T_c}^{T_s} V_2 \cdot dt$$

$$T_s \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \vec{V}_1 + T_c \cdot \vec{V}_2$$

$$T_s \cdot \overline{V_{ref}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix}$$

$$T_s \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_{dc} \cdot T_a + \frac{1}{2\sqrt{6}} \cdot V_{dc} \cdot T_c \quad (5.13)$$

$$T_s \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{dc}}{2\sqrt{6}} \cdot T_c \quad (5.14)$$

$$T_s = T_a + T_b + T_c \quad (5.15)$$

À partir de la relation 5.5 on peut trouver la valeur de T_c :

$$T_c = \frac{2\sqrt{2}.T_s.V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin \theta \quad (5.16)$$

Nous remplaçons (5.6) dans (5.4) pour trouver T_a :

$$T_a = \frac{2\sqrt{2}.T_s.V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta - \frac{\pi}{3}) \quad (5.17)$$

La valeur de T_b , est déterminée selon la relation 4.6, comme suit :

$$T_s = T_a + T_b + T_c \Rightarrow T_b = T_s - T_a - T_c$$

$$T_b = T_s \cdot \left[1 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \right] \quad (5.18)$$

La tension référence V_{ref} est une constante, donc on peut définir la constante K qui est égale à :

$$K = \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{V_{dc}}.$$

Donc T_a, T_b et T_c les temps d'action des vecteurs \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_0 , peuvent être écrits comme suit :

$$\begin{cases} T_a = K \cdot T_s \cdot \sin(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ T_b = T_s \cdot \left[1 - K \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \right] \\ T_c = K \cdot T_s \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (5.19)$$

De la même façon, on peut trouver les temps de commutation pour les 04 régions des secteurs 1, 2 et 3. Grâce à la symétrie des 06 secteurs du diagramme vectoriel dans le plan $\alpha\beta$, on peut

trouver les temps de commutation des vecteurs dans les autres secteurs (2, 3, 4, 5 et 6) par la rotation de l'angle θ [51]. Le tableau 5.6 présente les temps d'action des vecteurs adjacents pour les six régions du secteur 01.

Tableau 5-6 Calcul des temps d'action des vecteurs pour les régions du secteur 01

Région	T_a	T_b	T_c
1	$T_s \cdot K \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)$	$T_s \cdot K \cdot \sin \theta$	$T_s \cdot [1 - K \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$
2	$T_s \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta - \frac{\pi}{3})]$	$T_s \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta)]$	$T_s \cdot (K \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) - 1)$
3	$T_s \cdot K \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)$	$T_s \cdot (K \cdot \sin(\theta) - 1)$	$T_s \cdot [2 - K \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$
4	$T_s \cdot (K \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1)$	$T_s \cdot K \cdot \sin \theta$	$T_s \cdot [2 - K \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$

- **Déterminer les séquences de commutation**

Dans un onduleur NPC à trois niveaux, en raison de l'existence d'un état de commutation redondant, un vecteur peut correspondre à deux ou trois états de commutation, par conséquent un algorithme de commande doit être choisi de façon à réduire le nombre de commutations et à réduire ainsi les pertes de commutation; les séquences de commutation choisies doivent répondre à certaines conditions [51][55][56] :

- ✓ La transition entre deux états de commutation d'un seul bras de l'onduleur doit être faite avec le moins de commutations possible (il est recommandé de ne pas dépasser 02 commutations dans un seul bras).
- ✓ La transition de V_{ref} d'un secteur à l'autre doit être faite avec le minimum de commutations.
- ✓ Minimiser l'effet des états de commutation sur la tension continue V_{dc} .

Dans ce travail, une modulation à séquence de commutation à sept segments est utilisée. Cette topologie est très répandue dans la littérature; pour la détermination des différentes séquences de commutation de l'onduleur NPC à trois niveaux, la figure 5.18 montre le principe de la séquence de commutation à sept segments; dans cet exemple le vecteur V_{ref} est situé dans la région 1 du secteur I.

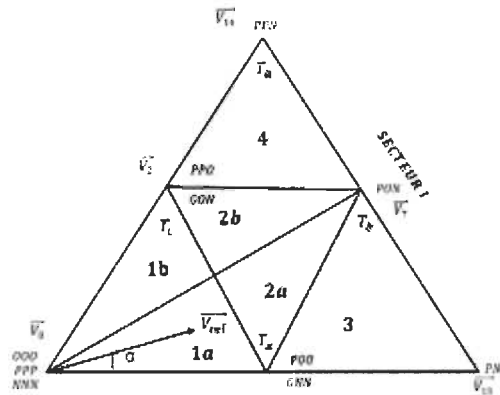


Figure 5-18 États de commutation dans le secteur I

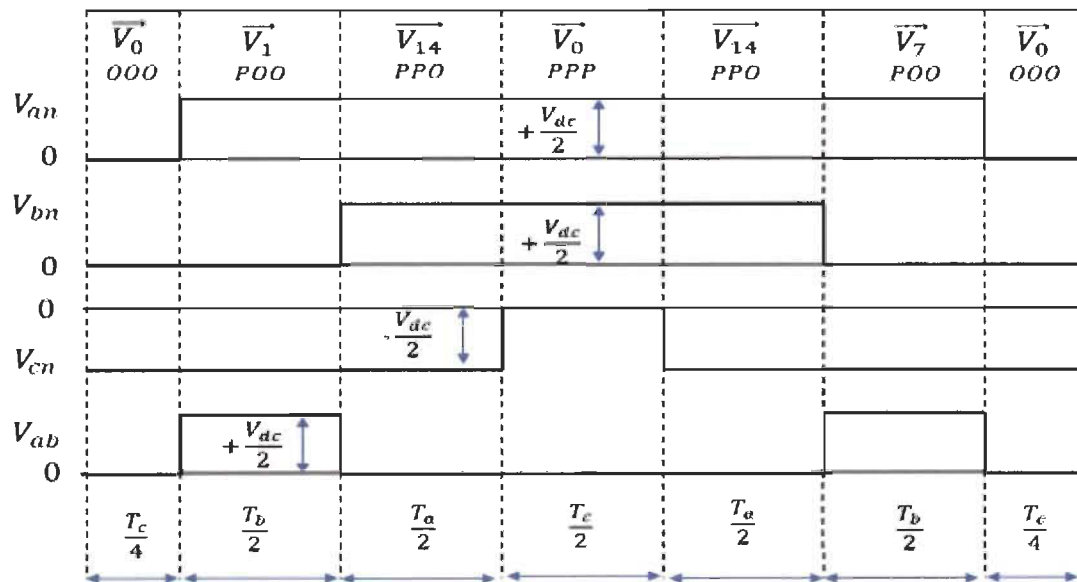


Figure 5-19 Séquence de commutation à sept segments pour le vecteur V_{ref} dans le secteur I.1

Le tableau 5.7 présente les séquences de commutation à sept segments pour le secteur I, il contient les séquences de commutation dans les quatre régions avec les vecteurs adjacents qui permettent de reconstruire le vecteur V_{ref} .

Tableau 5-7 Séquences de commutation du secteur I (séquences à sept segments)

Secteur I												
SGT	1 _a		1 _b		2 _a		2 _b		3		4	
1	$\overrightarrow{V_{1N}}$	[ONN]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_{1N}}$	[ONN]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_{1N}}$	[ONN]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]
2	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_0}$	[OOO]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]	$\overrightarrow{V_{13}}$	[PON]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]
3	$\overrightarrow{V_0}$	[OOO]	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]	$\overrightarrow{V_{14}}$	[PPN]
4	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_{2P}}$	[PPO]	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_{2P}}$	[PPO]	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_{2P}}$	[PPO]
5	$\overrightarrow{V_0}$	[OOO]	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]	$\overrightarrow{V_{1P}}$	[POO]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]	$\overrightarrow{V_{14}}$	[PPN]
6	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_0}$	[OOO]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]	$\overrightarrow{V_{13}}$	[PNN]	$\overrightarrow{V_7}$	[PON]
7	$\overrightarrow{V_{1N}}$	[ONN]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_{1N}}$	[ONN]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]	$\overrightarrow{V_{1N}}$	[ONN]	$\overrightarrow{V_{2N}}$	[OON]

Selon la même procédure du tableau 5.7, pour avoir les séquences de commutation des secteurs II à IV, à partir de ces tableaux et avec l'utilisation des temps d'action des vecteurs de tension, nous pouvons générer des signaux de commande qui nous permettent de contrôler l'ouverture et la fermeture des interrupteurs IGBT de l'onduleur NPC à trois niveaux.

5.2.6 Modélisation et commande de l'onduleur NPC à cinq niveaux

5.2.6.1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux

La figure 5.20 montre un schéma simplifié d'un onduleur NPC à cinq niveaux; l'onduleur est composé de trois bras, chaque bras contient huit interrupteurs électroniques de type IGBT avec des diodes antiparallèles et six diodes de bouclage, ces trois phases sont alimentées par une source de tension continue divisée par quatre (04) condensateurs C_1, C_2, C_3 et C_4 en sources secondaires avec des tensions V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} et V_{c4} , ces quatre tensions sont supposées égales de façon à ce que :

$$V_{c1} = V_{c2} = V_{c3} = V_{c4} = \frac{V_{dc}}{2}$$

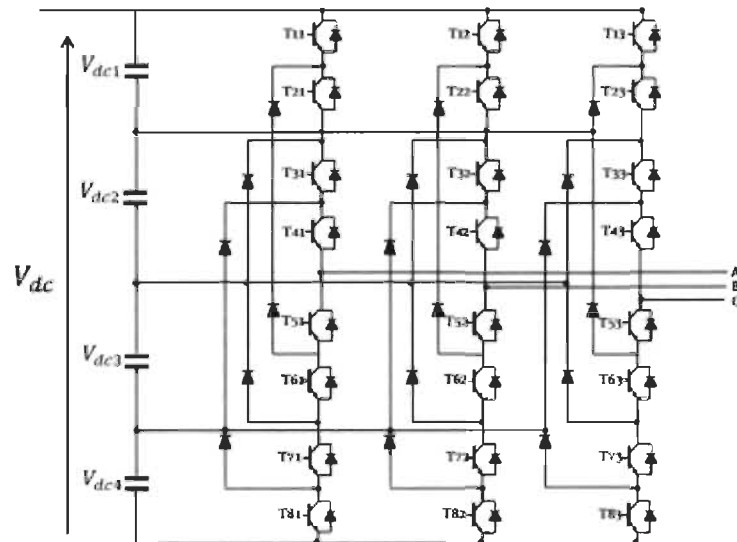


Figure 5-20 Schéma d'un onduleur NPC à cinq niveaux

5.2.6.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux

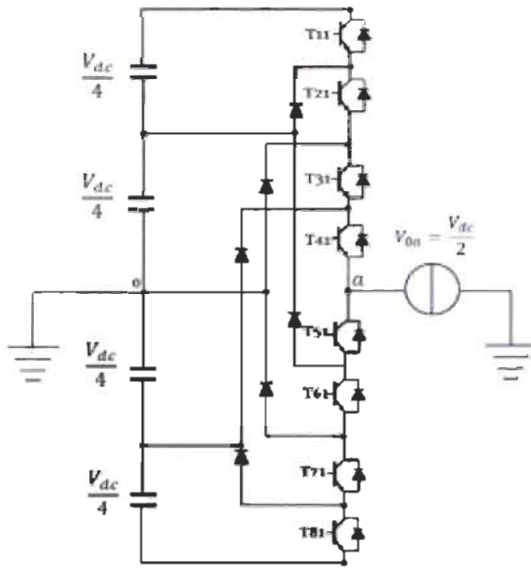
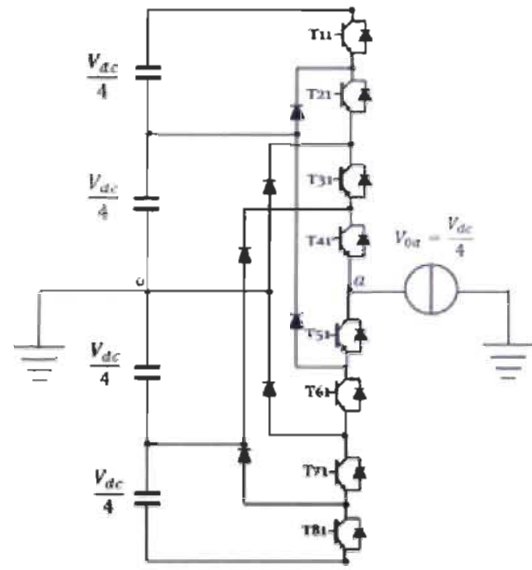
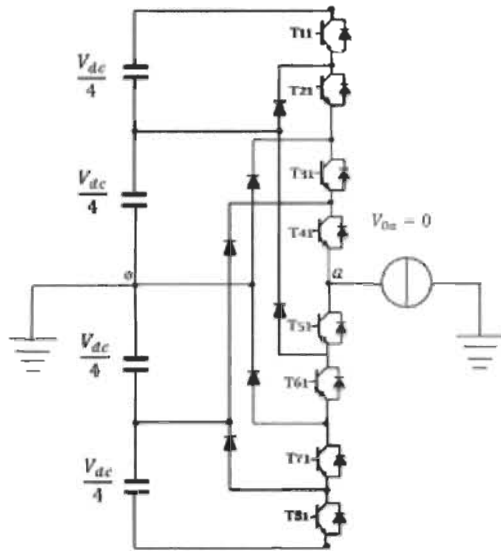
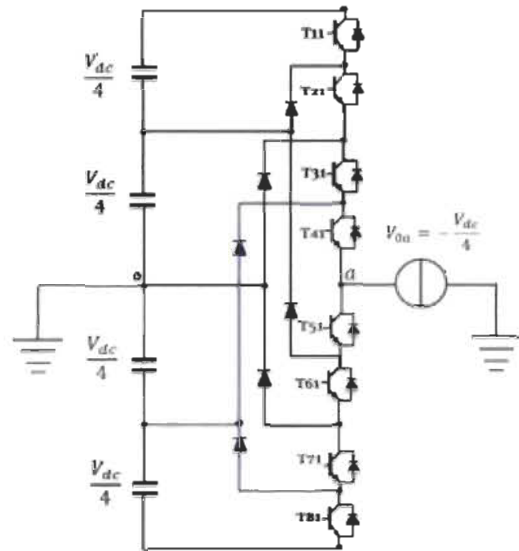
Pour un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux, il existe cinq états de commutation possibles, $P_1, P_2, 0, N_1$ et N_2 , ces états sont définis en fonction des huit interrupteurs des bras de l'onduleur comme suit :

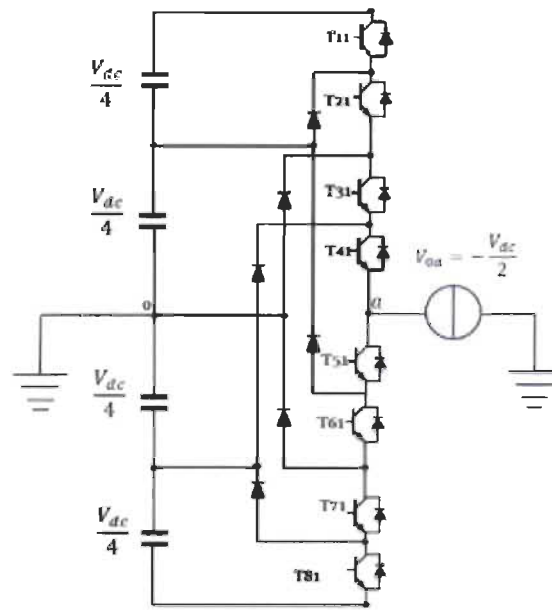
- (P_2) indique que les interrupteurs (S_{X1}, S_{X2}, S_{X3} et S_{X4}), sont fermés, et la tension de sortie est positive $V_{x0} = +\frac{V_{dc}}{2}$.
- (P_1) indique que les interrupteurs (S_{X2}, S_{X3}, S_{X4} et S_{X5}), sont fermés, et la tension de sortie est positive $V_{x0} = +\frac{V_{dc}}{4}$.
- (O) indique que les interrupteurs (S_{X3}, S_{X4}, S_{X5} et S_{X6}), sont fermés, et la tension de sortie est nulle $V_{x0} = 0$.
- (N_1) indique que les interrupteurs (S_{X4}, S_{X5}, S_{X6} et S_{X7}), sont fermés, et la tension de sortie est négative $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{4}$.
- (N_2) indique que les interrupteurs (S_{X5}, S_{X6}, S_{X7} et S_{X8}), sont fermés, et la tension de sortie est négative $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{2}$.

Le tableau 5.6 indique l'état de huit interrupteurs d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux avec les états de commutation possibles et la tension de sortie pour chaque état [57][58].

Tableau 5-8 États de commutation d'un bras d'onduleur NPC à 05 niveaux

	S_{X1}	S_{X2}	S_{X3}	S_{X4}	S_{X5}	S_{X6}	S_{X7}	S_{X8}	V_{x0}
P_2	1	1	1	1	0	0	0	0	$+V_{dc}/2$
P_1	0	1	1	1	1	0	0	0	$+V_{dc}/4$
O	0	0	1	1	1	1	0	0	0
N_1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
N_2	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

Configuration P_2 [11110000]Configuration P_1 [01111000]Configuration O [00111100]Configuration N_1 [00011110]



Configuration N_2 [00001111]

Figure 5-21 Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

5.3 Simulation et analyse des résultats

Une simulation des onduleurs multiniveaux a été réalisée sur MATLAB/Simulink, pour visualiser les tensions et les courants à la sortie de l'onduleur, et aussi pour analyser les taux des harmoniques générés par chaque modèle de convertisseur multiniveaux.

5.3.1 Onduleur NPC à deux niveaux

La figure 5.22 présente la simulation d'un onduleur à deux niveaux sur MATLAB/Simulink, où les trois bras de l'onduleur sont constitués des interrupteurs électroniques de type IGBT/Diode; ces trois bras sont alimentés par une source continue $V_{dc} = 400V$, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs sont assurées par une commande

MLI vectorielle qui émet un signal de commande permettant à l'onduleur de générer une tension modulée avec le minimum de THD.

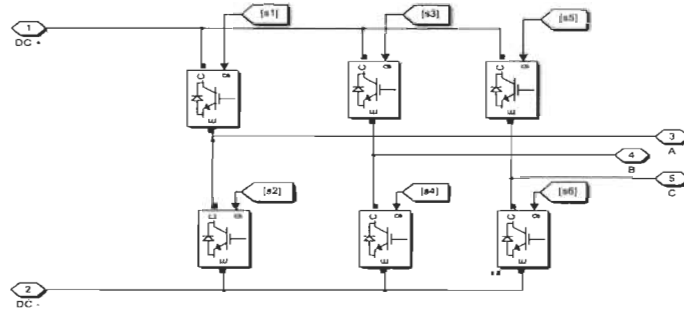


Figure 5-22 Schéma d'un onduleur à deux niveaux sur MATLAB/Simulink

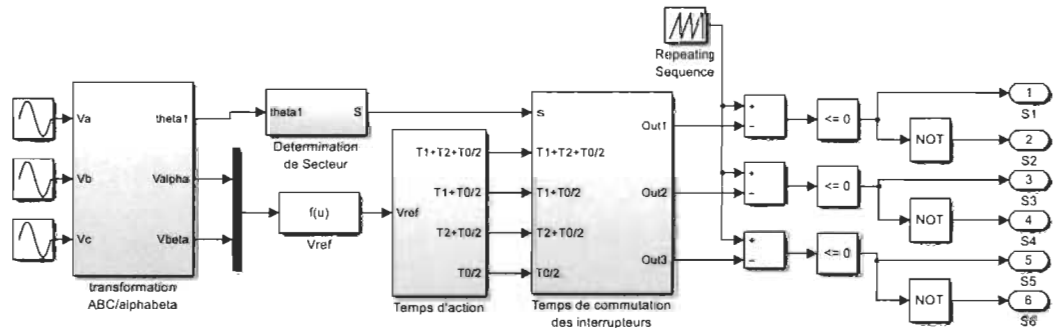


Figure 5-23 Commande MLI Vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

La figure 5.22 montre la commande MLI à deux niveaux dans laquelle une transformation triphasée ou biphasée est utilisée pour avoir les tensions $V_{\alpha\beta}$, ainsi que l'angle de déphasage θ . À partir de cet angle, on peut déterminer le secteur où se trouve le vecteur V_{ref} et ensuite, calculer les temps de commutation des vecteurs adjacents, comme le montre la figure 5.22.

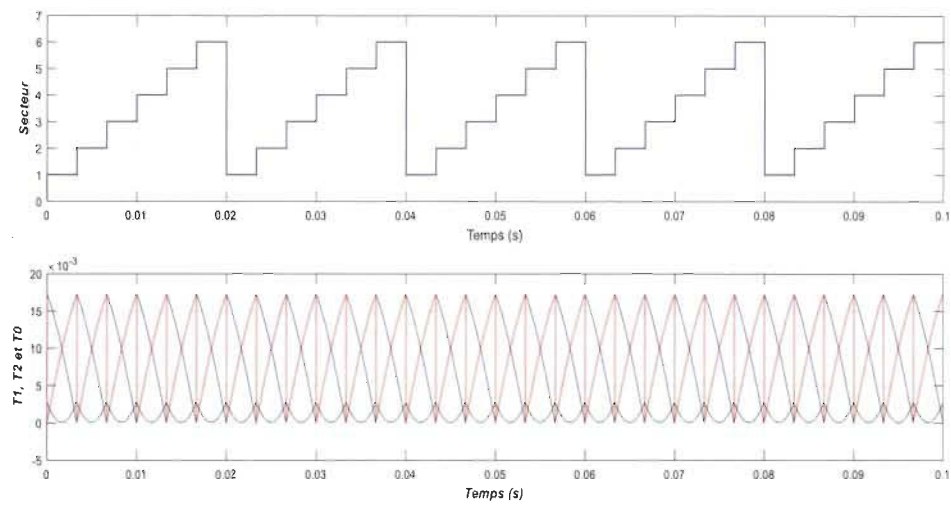


Figure 5-24 Détermination des secteurs et des temps de commutation pour un onduleur à deux niveaux

Une modulation de largeur d'impulsion est utilisée par la comparaison du signal généré par commande vectorielle qui est un signal triangulaire avec une fréquence de commutation $f_{sw} = 5000 \text{ Hz}$, comme l'illustre la figure 5.24.

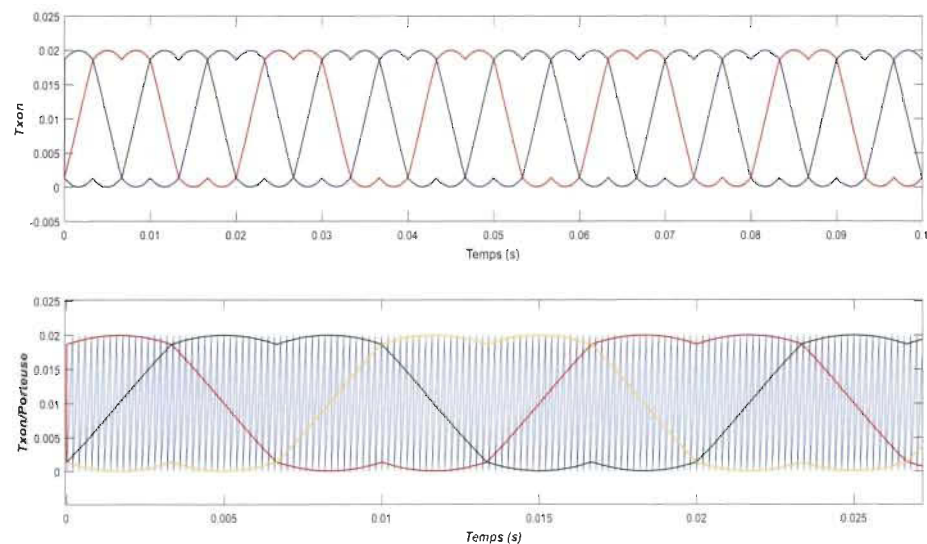


Figure 5-25 Commande MLI avec une porteuse triangulaire et une modulante générée par la commande vectorielle

Les tensions simples et composées sont présentées dans la figure 5.25, où nous pouvons constater la tension entre deux phases a et b $V_{ab} = 400 \text{ V}$ et la tension de ligne entre la phase a et le point neutre n ; $V_{an} = 230 \text{ V}$.

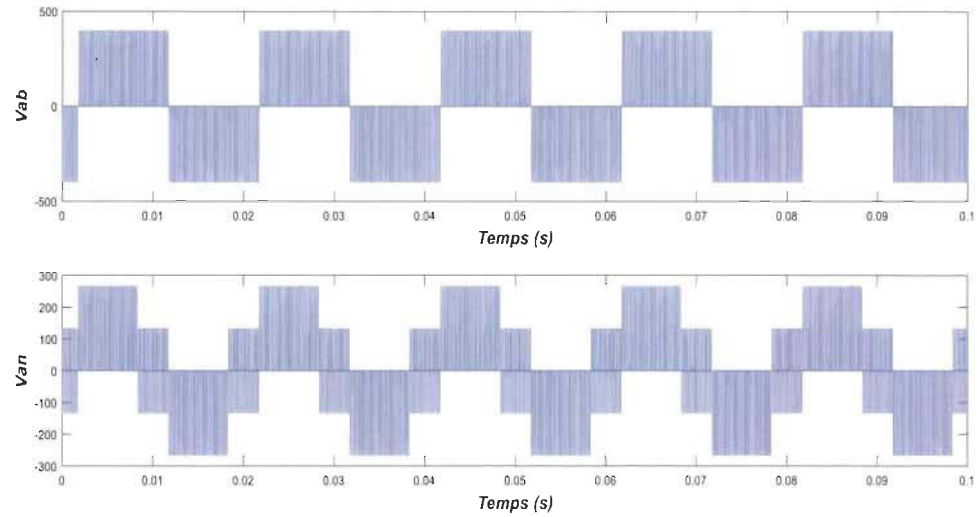


Figure 5-26 Tension simple et composée à la sortie de l'onduleur à deux niveaux

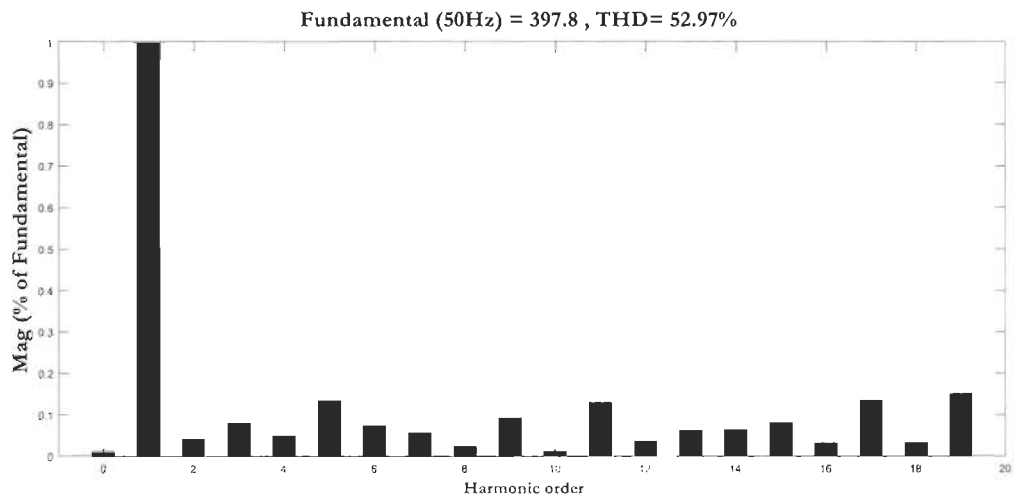


Figure 5-27 THD du signal de tension de l'onduleur à deux niveaux

L'analyse spectrale du signal de tension est effectuée à l'aide de l'outil FFT dans MATLAB/Simulink pour constater le taux des harmoniques générés par cet onduleur comme le montre la figure 5.27, où nous pouvons remarquer dans ce cas un $THD = 52.97\%$.

5.3.2 Onduleur NPC à trois niveaux

La figure 5.28 présente le schéma d'un onduleur à trois niveaux, implanté sur MATLAB/Simulink, il comporte trois bras identiques où chaque bras est constitué des interrupteurs IGBT/diode, ces interrupteurs sont commandables à l'ouverture et à la fermeture.

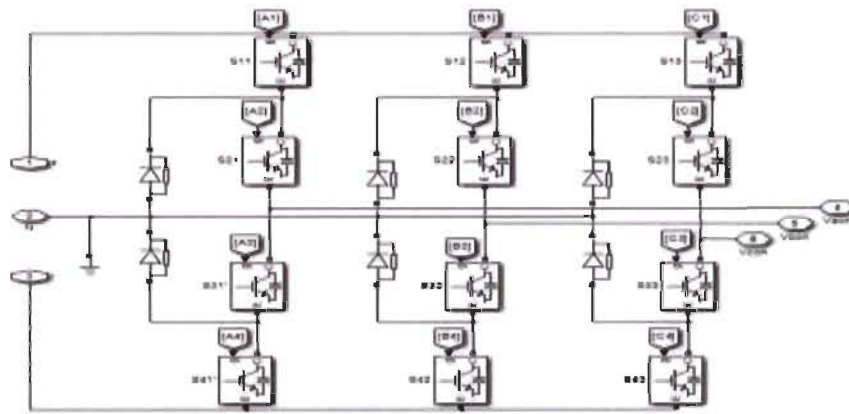
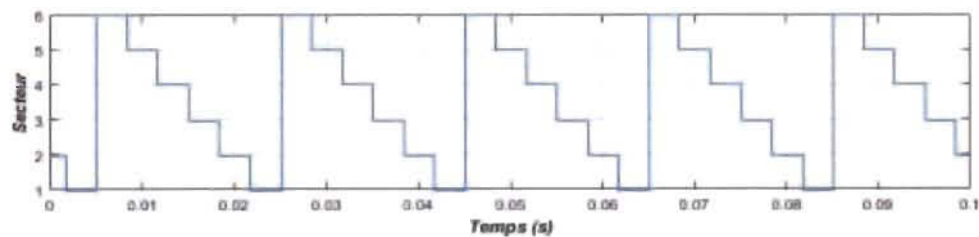
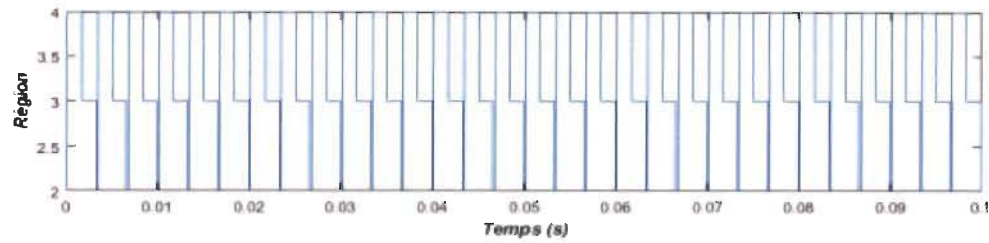


Figure 5-28 Schéma d'un onduleur à trois niveaux sur MATLAB/Simulink

La commande MLI vectorielle nous a permis d'avoir les résultats montrés sur les figures 5.29 et 5.30.



a) Détermination du secteur



b) Détermination de la région

Figure 5-29 Détermination du secteur et de la région où se trouve le vecteur de référence V_{ref} pour l'onduleur NPC à trois niveaux.

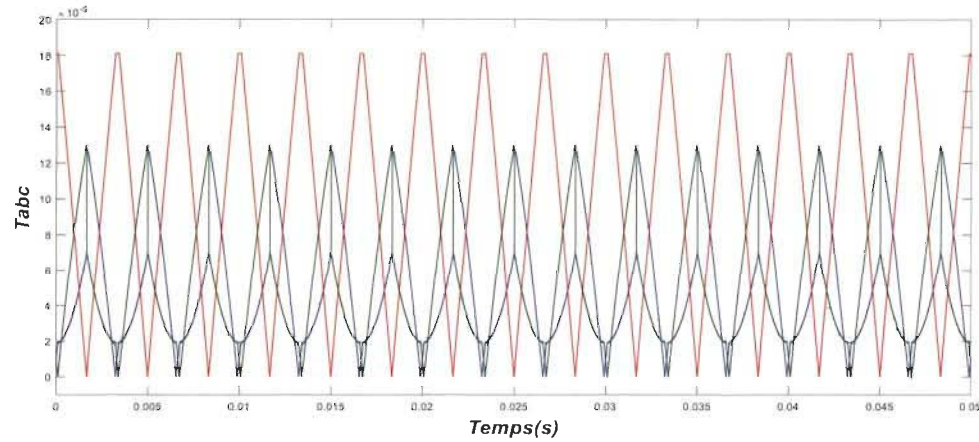
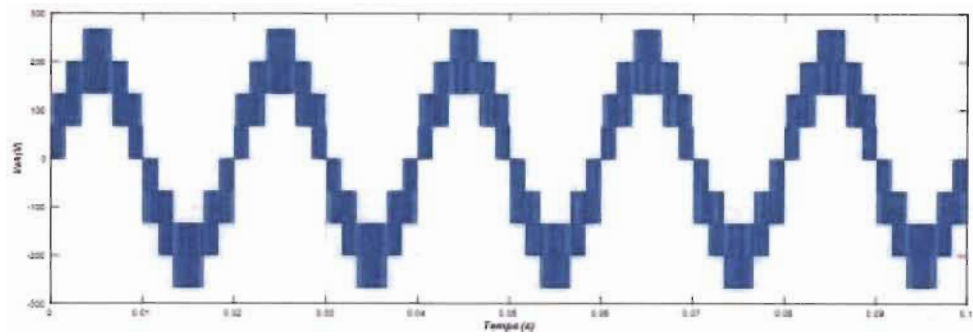
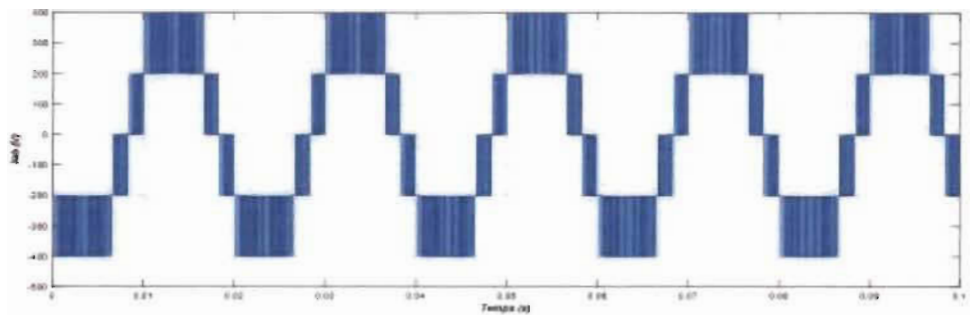


Figure 5-30 Temps de commutation des vecteurs adjacents

La figure 5.31 présente les tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux, dans lesquelles nous pouvons constater les trois niveaux de tension 0V, 200 V et 400 V; l'analyse spectrale du signal de tension modulée est présentée sur la figure 5.32, où nous avons remarqué une baisse du THD = 27.13% par rapport à celui de l'onduleur à deux niveaux égaux à 52.97%.



a) Tension simple V_{an} à la sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux



b) Tension composée V_{ab} à la sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux

Figure 5-31 Tension simple V_{an} et composée V_{ab} à la sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux

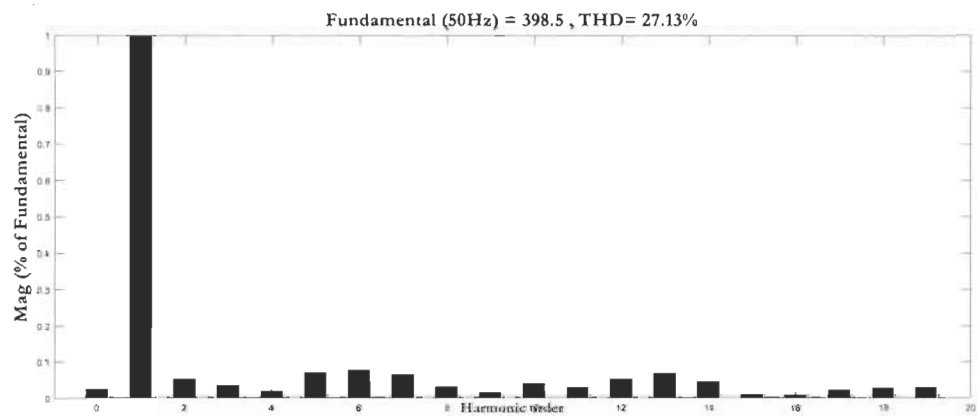


Figure 5-32 THD dans le signal de tension de l'onduleur NPC à trois niveaux

5.3.3 Onduleur NPC à cinq niveaux

Pour la commande de l'onduleur NPC à cinq niveaux, nous avons utilisé une commande MLI sinus-triangle avec quatre porteuses unipolaires, comme l'indique la figure 5.32, où nous avons utilisé des signaux triangulaires avec une fréquence de 5000 Hz, réparties entre 1 et -1, et une modulante sinusoïdale comme signal de référence d'amplitude 1 et de fréquence $f = 50\text{Hz}$.

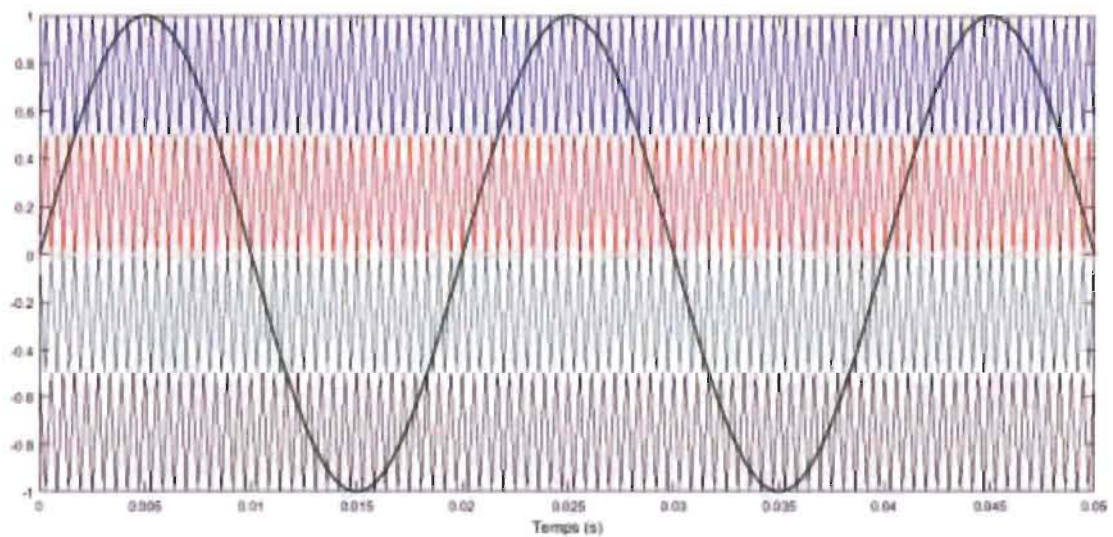
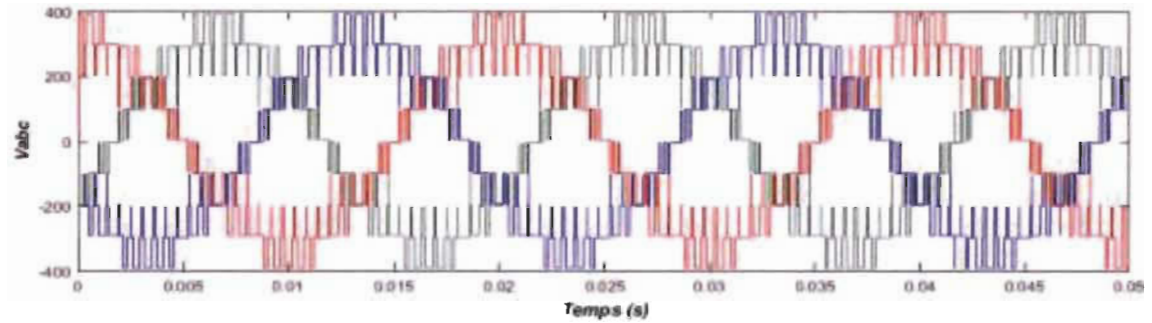
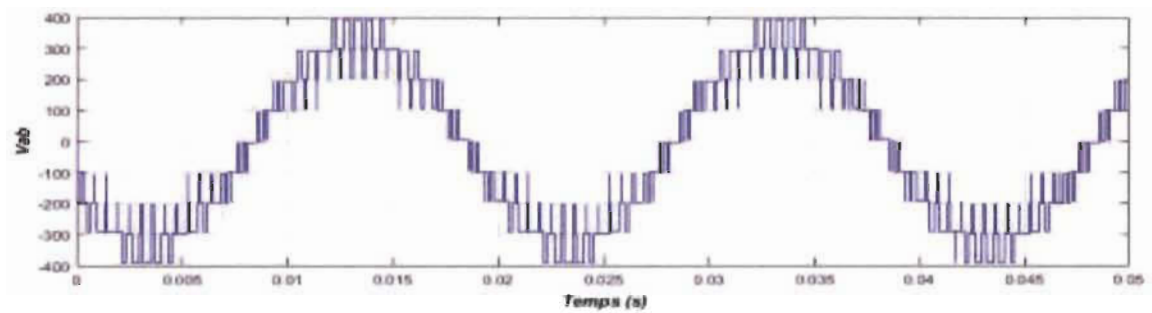


Figure 5-33 Commande MLI avec quatre porteuses

La figure 5.34 montre les signaux de tension simple et composée à la sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux où nous pouvons constater les cinq niveaux de tension. Le taux d'harmoniques (THD) du signal de tension est illustrée dans la figure 5.35, dans laquelle on peut remarquer une réduction du THD = 20.29 % par rapport à celui de l'onduleur NPC à trois niveaux (THD = 27.13 %) et celui de l'onduleur classique à deux niveaux (THD = 52.97%).



a) Tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux



b) Tension composée V_{ab} à la sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Figure 5-34 Tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

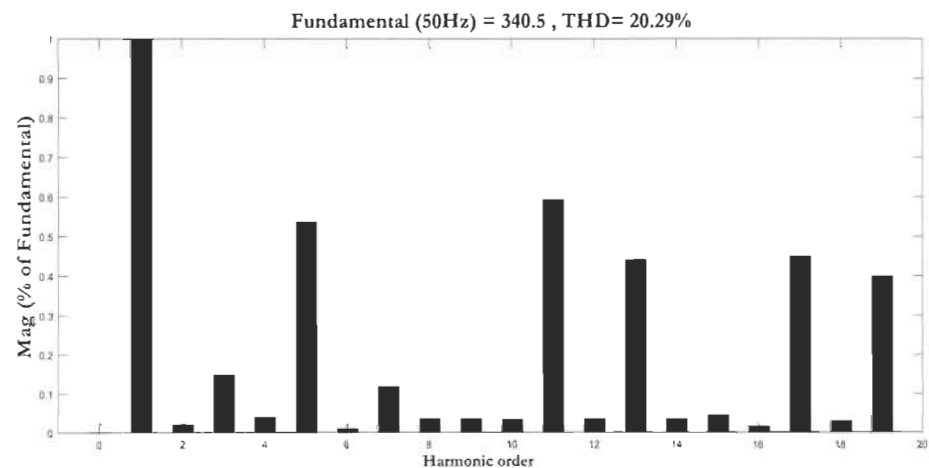


Figure 5-35 THD dans le signal de tension de l'onduleur NPC à cinq niveaux

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différents types de convertisseurs multiniveaux et les stratégies de commande les plus utilisées dans ce domaine, ainsi que les avantages et les inconvénients de chaque type. Ensuite nous avons présenté une étude détaillée des onduleurs NPC à deux, trois et cinq niveaux avec leurs stratégies de commande où nous avons utilisé la commande MLI vectorielle (SVPWM) pour la commande des onduleurs, grâce aux avantages qu'elle présente par rapport à d'autres stratégies de commande au niveau du THD, de la valeur crête de la tension et de la réduction des pertes de commutation au niveau des interrupteurs.

Pour constater ces avantages et l'influence de l'augmentation du nombre des interrupteurs et des condensateurs, et par conséquent du nombre de niveaux du convertisseur, nous avons effectué une simulation des trois types de convertisseurs (à deux, trois et cinq niveaux) dans MATLAB/Simulink, ce qui nous a permis de constater que la forme d'onde approche de la sinusoïdale avec l'augmentation des niveaux de tension de l'onduleur, et qu'aussi le taux d'harmoniques devient plus faible avec l'utilisation des convertisseurs de niveaux supérieurs, 52.97% pour l'onduleur à deux niveaux, 27.13 % pour les trois niveaux et 20.29 % pour l'onduleur NPC à cinq niveaux.

Chapitre 6 - MODÉLISATION ET COMMANDE DU SYSTÈME GLOBAL

6.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié les principales composantes du système ainsi que la modélisation et la simulation de chaque partie indépendamment. Dans ce chapitre nous allons étudier le système global de conversion éolien. Ce système est représenté par la figure 6.1, il est basé sur une éolienne constituée d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) connectée au réseau électrique à travers deux convertisseurs dos-à-dos avec une liaison continue entre les deux formée par un bus continu à base de capacitances. Le convertisseur côté générateur (MSC) assure à la fois la conversion AC/DC et le contrôle de la vitesse de la GSAP en fonction de la vitesse du vent afin d'extraire une puissance maximale (contrôle MPPT). Le convertisseur côté réseau (GSC) assure l'injection de l'énergie produite au réseau avec le contrôle de la puissance active et réactive, et la régulation de la tension de bus continu (contrôle PQ); le GSC est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre de type RL pour l'élimination des harmoniques dans le courant injecté au réseau. L'étude du système global dans ce chapitre est divisée en deux parties : le contrôle du convertisseur côté génératrice et le contrôle du convertisseur côté réseau, avec la modélisation de différents éléments liés au contrôle comme le bus continu et le filtre de liaison GSC-réseau. Finalement nous allons implémenter la simulation du système global sous MATLAB/Simulink.

6.2 Contrôle du système global de la conversion éolienne.

La figure 6.1 illustre le schéma du système global; le système comprend une turbine éolienne composée d'une génératrice synchrone à aimant permanent; l'éolienne est connectée au réseau électrique triphasé équilibré par l'intermédiaire de deux convertisseurs dos à dos à base de IGBT, et une liaison de bus continu est utilisée entre les deux convertisseurs afin d'assurer le réglage de la tension continue. La tension alternative injectée par le convertisseur côté réseau est passée à travers un filtre passif de type RL, pour la compensation des harmoniques générés par les différentes composantes du système.

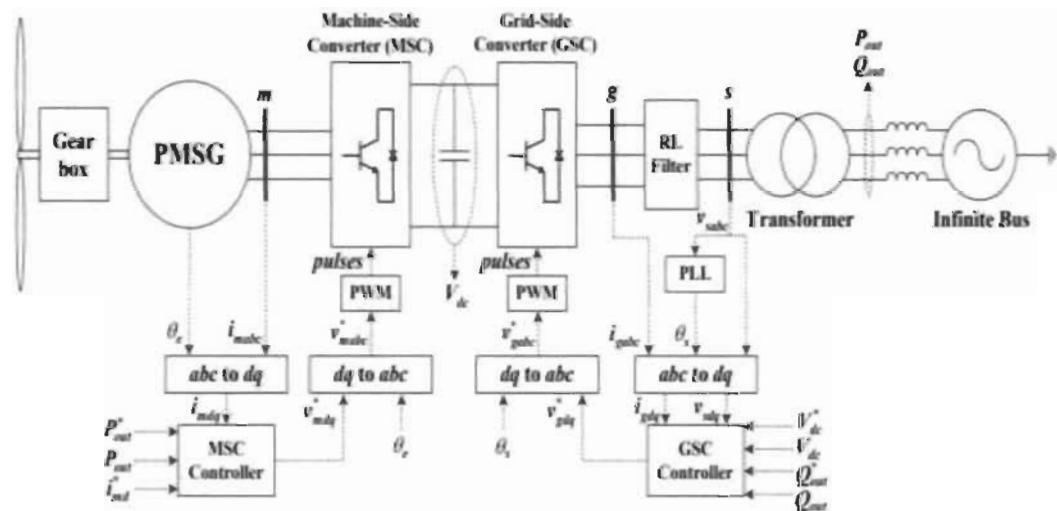


Figure 6-1 Système de la conversion éolienne avec les stratégies de contrôle [5].

Le rôle du convertisseur côté réseau est d'assurer le contrôle et la régulation de la vitesse et du couple de la génératrice en fonction de la vitesse du vent, ainsi que l'extraction de la puissance maximale; la stratégie de commande MPPT a été détaillée dans le chapitre 04. La modélisation et la commande MLI ainsi que le contrôle du convertisseur côté réseau

ont été étudiés dans le chapitre 05. La prochaine étape sera consacrée à l'étude de la stratégie de commande du convertisseur côté réseau et à la simulation du système global.

6.2.1 Modélisation et contrôle du convertisseur côté réseau

Le convertisseur côté réseau est utilisé pour assurer la connexion du système éolien au réseau électrique, son rôle est l'injection de la puissance générée par l'éolienne au réseau tout en respectant les normes et les conditions exigées par ce dernier ; pour cela il est indispensable de choisir une stratégie de contrôle du convertisseur qui doit assurer les objectifs suivants :

- ✓ La régulation de la tension de bus continu ; cette tension est généralement déstabilisée par plusieurs facteurs, comme la nature fluctuante de la puissance éolienne causée par le vent, le déséquilibre dans le réseau et les chutes de tension dans les commutations des semi-conducteurs ;
- ✓ Le contrôle de la puissance active et réactive transmise au réseau, afin de maintenir un facteur de puissance unitaire ;
- ✓ La synchronisation du système, qui permet d'éliminer certains harmoniques et d'équilibrer le réseau électrique.

La modélisation des convertisseurs AC/DC a été détaillée au chapitre 04, avec les différentes stratégies de commande MLI. Par la suite, nous allons étudier la connexion du convertisseur au réseau et la stratégie de commande utilisée.

6.2.1.1 Stratégie de commande du convertisseur côté réseau.

La figure 6.2 présente un convertisseur côté génératrice, alimenté par une source de tension externe, qui est présenté dans notre cas par la tension V_{dc} envoyée par le convertisseur côté GSAP (redresseur), par l'intermédiaire d'un bus continu à base d'une capacitance C ; l'onduleur est connecté au réseau à travers un filtre passif de type RL pour assurer la compensation de certains harmoniques dans les signaux des courants et tensions envoyés au réseau.

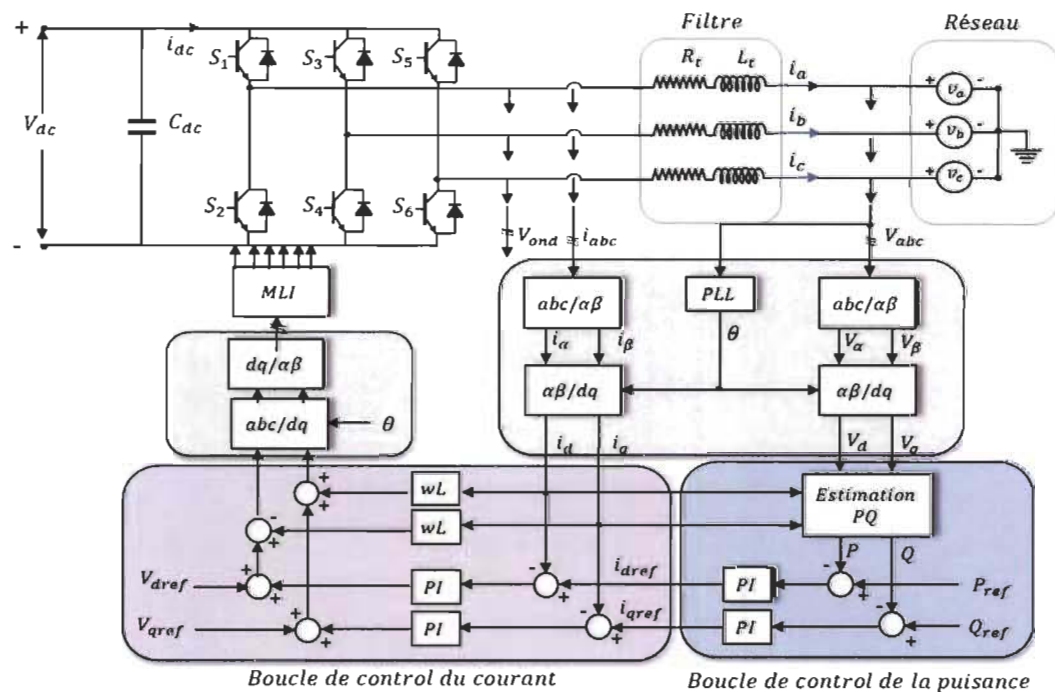


Figure 6-2 Stratégie de contrôle du convertisseur côté réseau [68].

- **Synchronisation du courant de l'onduleur avec la tension du réseau**

La connexion du système éolien au réseau électrique nécessite la synchronisation du courant généré à la sortie de l'onduleur avec la tension du réseau; pour cela une boucle de contrôle à verrouillage de phase (PLL conventionnelle) est utilisée, comme le montre la figure 6.2. Cette

boucle est basée sur l'estimation de la phase de tension instantanée du réseau, par l'élimination de la composante en quadrature de la tension du réseau U_q , donc la phase estimée est alignée avec le composante direct U_d de la tension. Cette méthode présente quelques inconvénients dans le cas d'un déséquilibre de tension ou de la présence de défauts côté réseau [66] [69] [70]. Pour cette étude, nous supposons que le réseau fonctionne dans les conditions idéales.

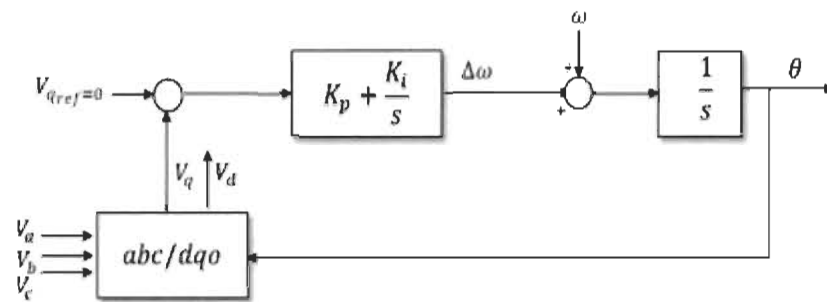


Figure 6-3 Schéma bloc d'une PLL conventionnelle

• Contrôle des courants envoyés au réseau

L'objectif est de générer des tensions de référence V_{d_ref} et V_{q_ref} , en contrôlant les courants i_d et i_q avec l'utilisation de régulateurs *PI*. Selon la figure 6.2, nous pouvons écrire la relation des courants générés par l'onduleur en fonction des tensions du réseau, en appliquant la loi de Kirchhoff [68] :

$$L_t \frac{di}{dt} + R_t I = V_1 - V \quad (6.1)$$

Avec

L_t et R_t : sont l'inductance et la résistance du filtre.

I : courant à la sortie de l'onduleur en A

V_1 : tension du réseau en V

V : tension au niveau de la charge en V

À partir de la relation (6.1) nous pouvons écrire la relation entre les courants i_{abc} et les tensions V_{abc} dans le repère triphasé abc :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_{a1} - V_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = V_{b1} - V_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = V_{c1} - V_c \end{cases} \quad (6.2)$$

Appliquant la transformation de Park sur l'équation (6.2), on obtient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - wLi_q = V_{d1} - V_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + wLi_d = V_{q1} - V_q \end{cases} \quad (6.3)$$

Où

i_d et i_q : sont les courants générés par l'onduleur dans le plan de dq .

V_{d1} et V_{q1} : sont les tensions de réseau générés dans le plan de dq .

w : pulsation électrique du système.

À partir de la relation (6.3), nous pouvons constater que le contrôle des courants I_d et I_q peut être appliqué par la régulation des tensions V_d et V_q , cependant les deux axes d et q sont couplés entre eux, ce qui rend le contrôle du système plus compliqué. Pour cette raison, les tensions de référence V_{d_ref} et V_{q_ref} sont calculées à l'aide d'un terme de découplage, comme le montre la figure 6.4 [68] [72].

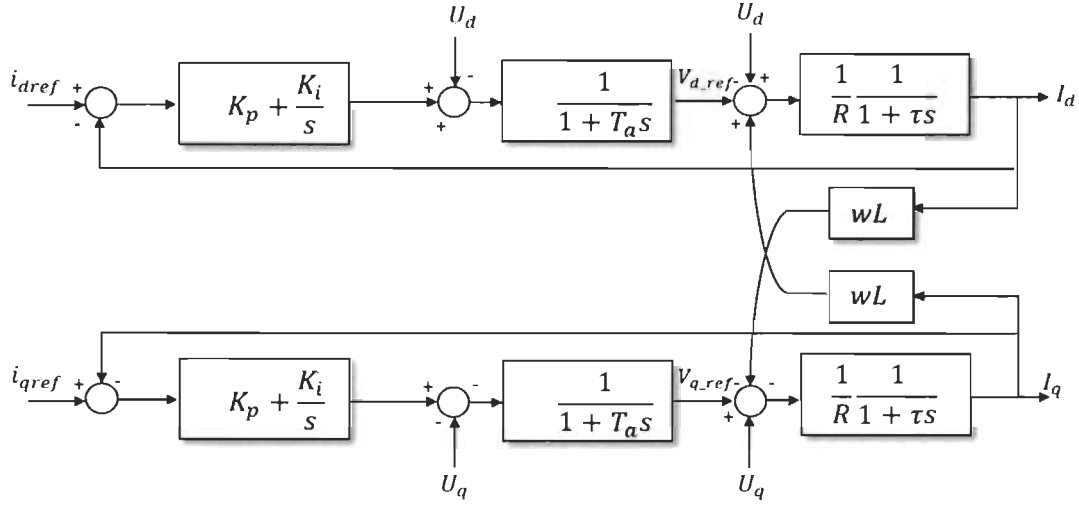


Figure 6-4 Schéma bloc des courants I_d et I_q en fonction de V_d et V_q avec découplage.

$$\begin{cases} V_{d_ref} = V_{d1} + wL I_q - V_d \\ V_{q_ref} = V_{q1} - wL I_d - V_q \end{cases} \quad (6.4)$$

Donc nous pouvons écrire la relation (6.4) en fonction de V_{d_ref} et V_{q_ref} ;

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R i_d = V_{d_ref} \\ L \frac{di_q}{dt} + R i_q = V_{q_ref} \end{cases} \quad (6.5)$$

Selon la figure (6.4), le contrôle des courants I_d et I_q est assuré par deux boucles identiques basées sur des régulateurs PI . Supposons donc que les paramètres de contrôle sont les mêmes pour les deux axes d et q , pour cela le calcul sera fait pour une seule boucle, la figure (6.5) présente le diagramme bloc de la boucle de contrôle du courant dans le repère dq [44][67][12][68].

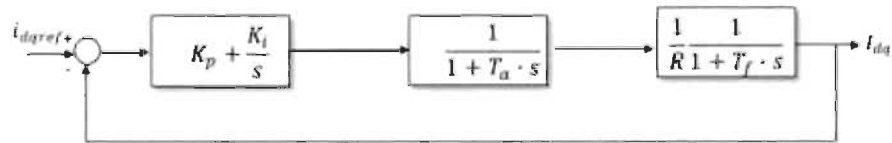


Figure 6-5 Boucle de contrôle des courants I_d et I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donnée par :

$$FT_{Bo} = K_p \left(\frac{1+T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{1+T_a} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1+T_f \cdot s} \quad (6.6)$$

Où K_p et K_i sont les gains du régulateur, $PI, T_i = K_p/K_i$ est la constante de temps de l'intégrateur, T_s est le temps d'échantillonnage et $T_f = L/R$ est la constante de temps du filtre.

La fonction de transfert à boucle fermée est donnée par la relation :

$$FT_{BF} = \frac{FT_{Bo}}{1+FT_{Bo}} = \frac{K_p \cdot T_f (1+T_i \cdot s)}{T_i \cdot L \cdot s (1+1.5 \cdot T_s) + K_p \cdot T_f (1+T_i \cdot s)} \quad (6.7)$$

Afin de simplifier cette fonction de transfert, on peut choisir une constante de temps T_i proche ou égale à la constante de temps du filtre T_f [68], dans ce cas la relation (6.7) devient :

$$FT_{BF} = \frac{K_p}{L \cdot s (1+1.5 \cdot T_s) + K_p} = \frac{\frac{2K_p}{3T_s L}}{s^2 + \frac{2}{3T_s} s + \frac{2K_p}{3T_s L}} \quad (6.8)$$

Donc cette fonction de transfert présente un système de second ordre, où :

$$\begin{cases} w_n^2 = \frac{2K_p}{3T_s L} \\ 2\varepsilon w_n = \frac{2}{3T_s} \end{cases} \quad (6.9)$$

Avec w_n la pulsation naturelle du système en rd/s et ε le coefficient d'amortissement. Pour un système avec un amortissement optimal et un dépassement de 5%, la valeur de $\varepsilon = 1/\sqrt{2} = 0.7071$. Donc les gains du régulateur PI peuvent être calculés par :

$$\begin{cases} k_p = \frac{L}{3T_s} \\ k_i = \frac{L}{3T_s T_f} \end{cases} \quad (6.10)$$

- **Contrôle de la tension du bus continu V_{dc} .**

La figure 6.6 présente la boucle de régulation de la tension V_{dc} , cette tension est comparée à une référence V_{dc_ref} , l'erreur entre les deux valeurs est traitée par un contrôleur PI pour générer une valeur I_{d_ref} qui représente la valeur de référence de la composante directe du courant dans le plan dq , lequel sera utilisé dans la boucle interne de régulation du courant [68][71].

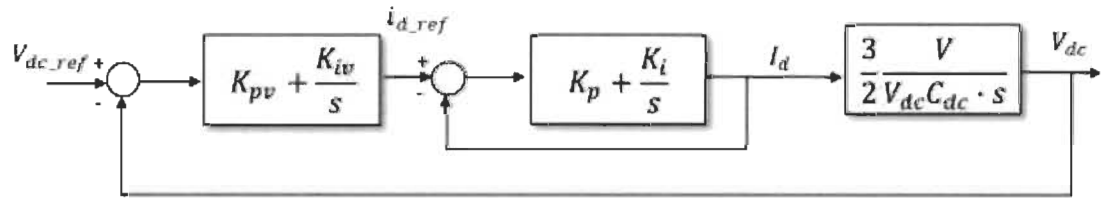


Figure 6-6 Boucle de contrôle de la tension V_{dc}

Selon la figure (6.6), la fonction de transfert à boucle ouverte est donnée par :

$$FT_{Bo} = \frac{3 \cdot V_m k_{pv} (1 + T_{iv} \cdot s)}{2 \cdot T_{iv} \cdot V_{dc} \cdot C_{dc} \cdot s^2 (1 + 3 \cdot T_s \cdot s)} \quad (6.11)$$

Les paramètres régulateur PI de la tension V_{dc} sont donnés par [68] :

$$\begin{cases} k_p = \frac{C_{dc}}{2 \sqrt{T_s \cdot T_{iv}}} \\ k_i = \frac{C_{dc}}{2 \sqrt{T_s \cdot T_{iv}^3}} \end{cases} \quad (6.12)$$

- **Contrôle de la puissance active et réactive**

Le schéma de la boucle de contrôle de puissance active et réactive est présenté dans la figure 6.7, ou à travers des signaux de référence P_{ref} et Q_{ref} , on peut calculer les courants de référence i_{d_ref} et i_{q_ref} utilisés dans la boucle interne du contrôle du courant.

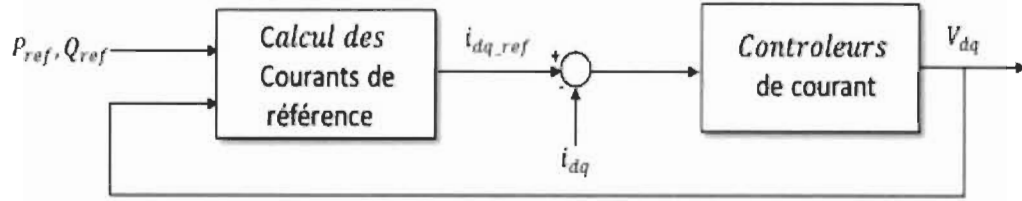


Figure 6-7 Schéma de la boucle de régulation des puissances P, Q.

La puissance active P et réactive Q , sont des puissances instantanées du système, qu'on peut exprimer dans le plan dq en fonction des tensions du réseau V_d, V_q et des courants de l'onduleur i_d et i_q , selon la relation (5.42) [71].

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \\ Q = \frac{3}{2}(V_q i_d - V_d i_q) \end{cases} \quad (6.13)$$

Sachant que pour la synchronisation du système, la PLL est alignée sur l'axe d dans le repère dq c'est à dire que la tension $V_q = 0$, la relation (6.13) devient donc :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}V_d i_d \\ Q = -\frac{3}{2}V_d i_q \end{cases} \quad (6.14)$$

6.3 Simulation et analyse des résultats

La figure 6.8 présente le schéma de simulation du système éolien global connecté au réseau électrique, avec une charge de type RL connectée entre le réseau et l'onduleur. Nous avons utilisé une turbine composée d'une $GSAP$, avec une puissance nominale de 120 kW ; un profil de vent variable avec le temps est utilisé, avec une vitesse moyenne de vent 10 m/s (la simulation de la turbine éolienne et de la $GSAP$ a été détaillée dans le chapitre 03 et 04. Dans cette section nous allons nous concentrer sur les résultats des stratégies de contrôle du

convertisseur côté réseau. Les paramètres utilisés dans la simulation sont présentés dans l'annexe A.

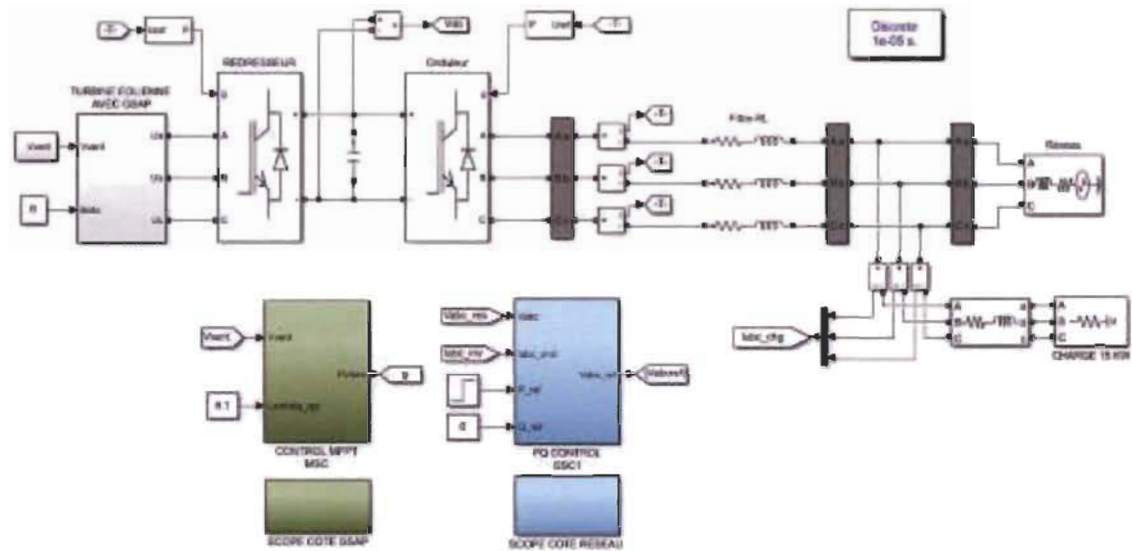
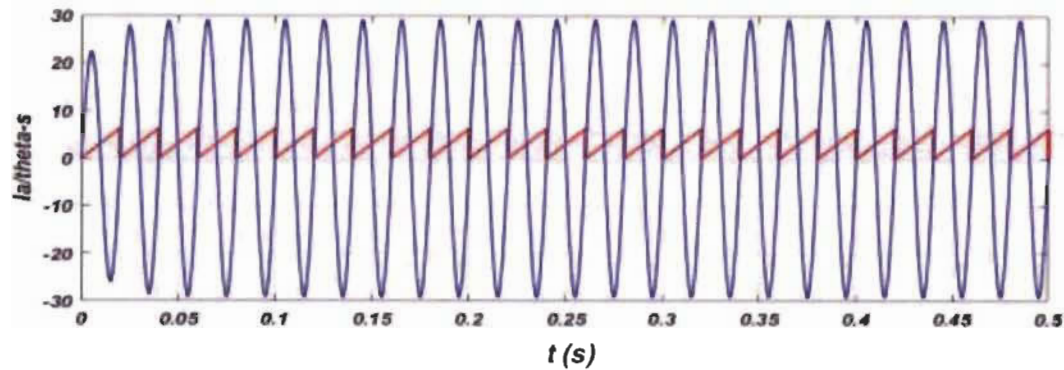


Figure 6-8 Schéma de simulation d'un système éolien connecté au réseau

Pour étudier les performances de la stratégie de contrôle côté réseau, nous avons imposé une référence variable de la puissance active P_{ref} pour visualiser la réaction du système au niveau de la tension et du courant du réseau, du convertisseur et de la charge. La puissance active référence initiale est $P_{ref} = 10 \text{ kW}$; à l'instant $t = 0.25$ cette puissance augmente à 15 kW . La figure 6.9 montre les résultats de simulation obtenus.

6.3.1 Synchronisation du système

La synchronisation du système éolien avec le réseau électrique est assurée par l'utilisation d'une boucle de verrouillage de phase conventionnelle (PLL); la figure (6.9.a) montre l'angle de synchronisation qui suit parfaitement le signal de tension V_a ; la figure 6.9.b illustre le déphasage entre le courant I_a et la tension V_a du convertisseur côté réseau.



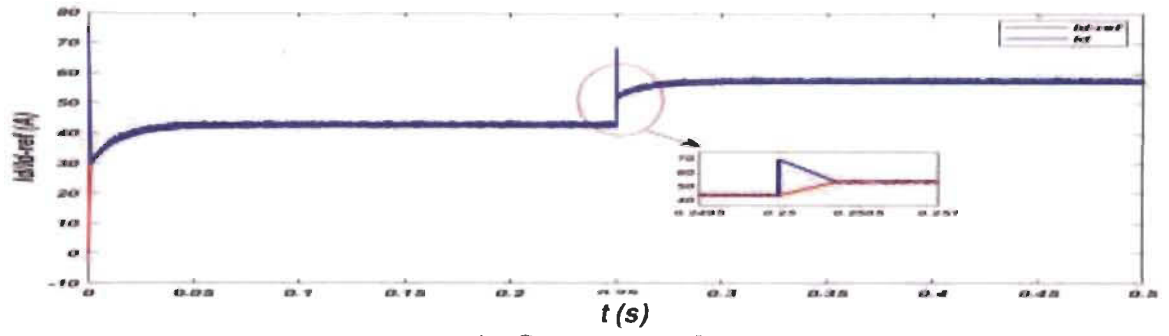
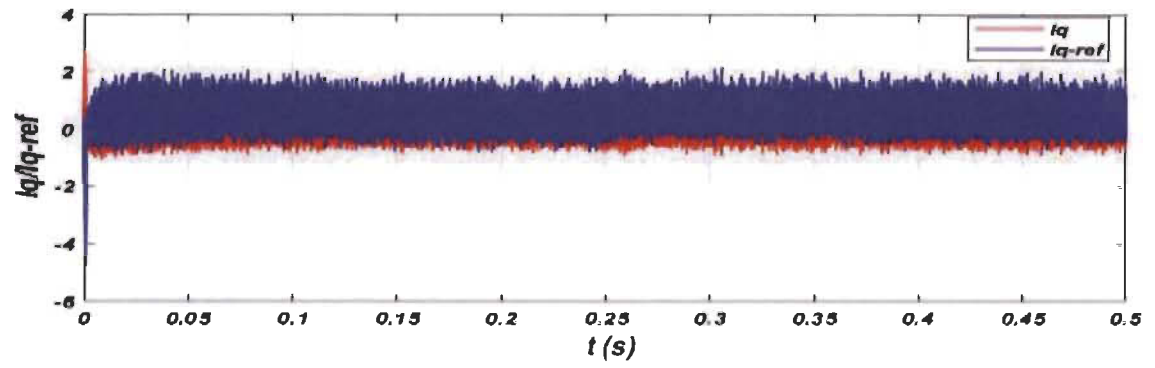
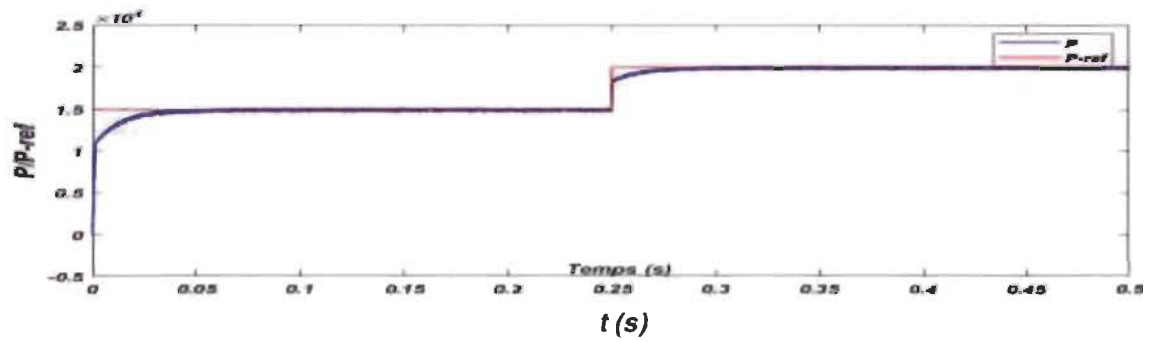
a) La phase générée par la PLL et le courant I_a de l'onduleur.

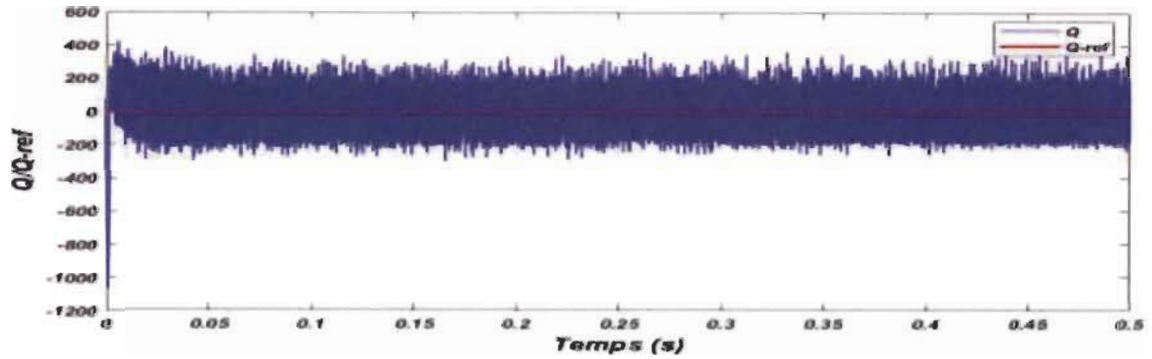
b) Tension et courant du convertisseur côté réseau

Figure 6-9 Résultats de la synchronisation du système global

6.3.2 Contrôle PQ du convertisseur côté réseau

La figure 6.10 montre les résultats du contrôle PQ dans le c biphasé dq ; les signaux du courant dans le repère de Park I_d et I_q sont présentés en fonction de leurs références (cf. figure 6.10 (a) et (b)); à travers ces courants nous pouvons contrôler les puissances P et Q ; la figure 6.10.c illustre une variation de la référence à l'instant $t = 0.25$, la puissance active augmente du 15 à 20 kW . Nous remarquons que la puissance active P injectée par l'onduleur au réseau suit bien la référence P_{ref} , et par conséquent le courant I_d suit parfaitement sa référence I_{d_ref} avec un certain dépassement logique à $t = 0.25$ s. Il en va de même pour la puissance réactive Q qui suit la référence Q_{ref} fixée égale à zéro, afin de maintenir un facteur de puissance unitaire au système.

a) Courant I_d et I_{d_ref} b) Courant I_q et I_{q_ref} c) La puissance active P et P_{ref}

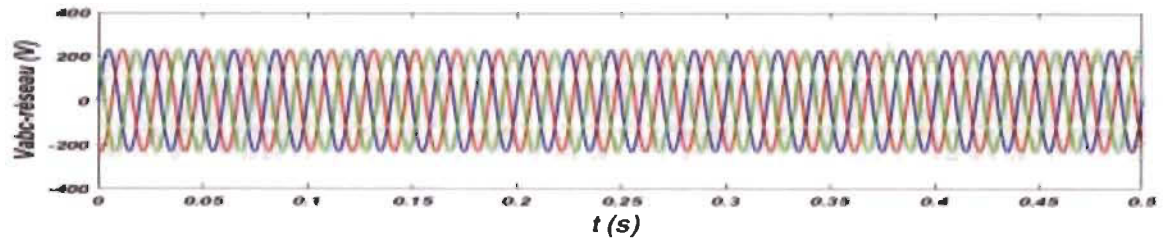


d) La puissance réactive Q et Q_{ref}

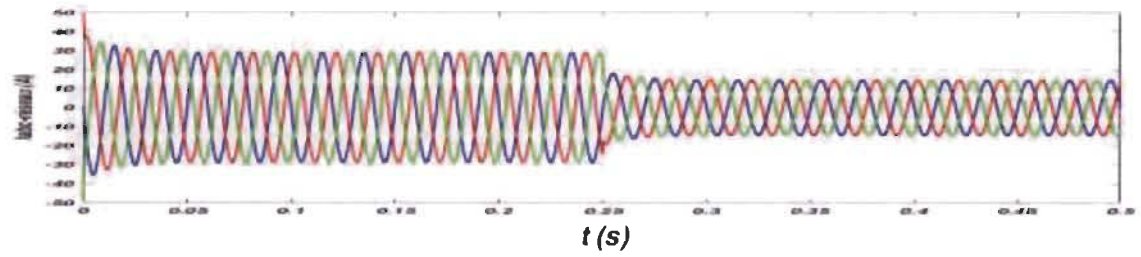
Figure 6-10 Résultats de la commande PQ du convertisseur côté réseau

La figure 6.11.a illustre la tension du réseau V_{abc_res} , où cette dernière reste stable et équilibrée ($V_{abc_res} = 230\text{ V}$), même avec la variation de la consigne P_{ref} ; par contre nous pouvons remarquer que le courant du réseau I_{abc_res} est égal à 29 A entre l'instant $t = 0$ et l'instant $t = 0.25\text{ s}$; après cet instant le courant I_{abc_res} diminue jusqu'à 15 A (figure 6.11.b), en même temps que le courant de l'onduleur I_{abc_ond} augmente de 30 A avant $t = 0.25\text{ s}$, à 44 A après (figure 6.11.c). Le courant de la charge reste constant $I_{abc_charge} = 58\text{ A}$ comme l'indique la figure 6.13.d.

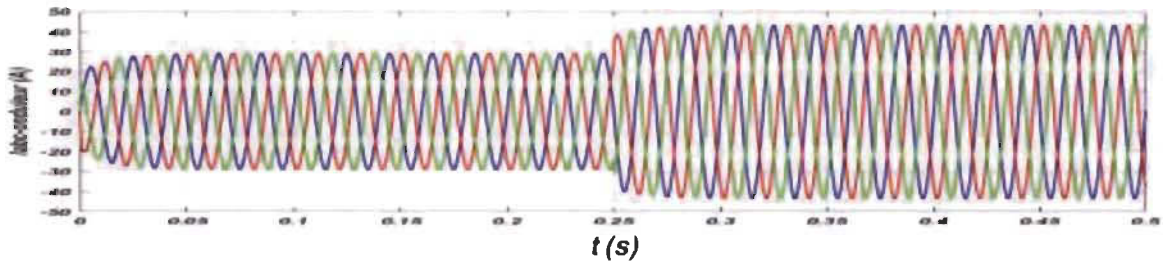
Nous pouvons dire qu'avant l'instant $t = 0.25\text{ s}$, le courant du convertisseur envoyé vers le réseau $I_{abc_ond} = 30\text{ A}$, est utilisé pour alimenter la charge, et cette dernière a besoin de $I_{abc_charge} = 58\text{ A}$, la différence est assurée par le réseau $I_{abc_res} = 29\text{ A}$.



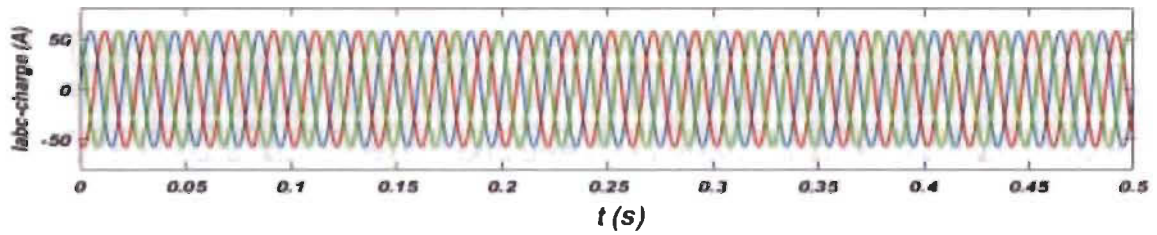
a) Tension V_{abc} du réseau



b) Courant I_{abc} du réseau



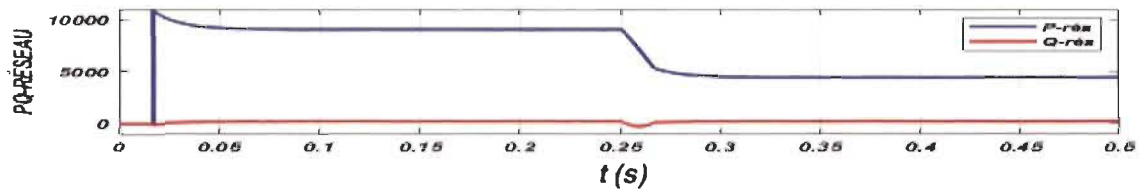
c) Courant I_{abc} du convertisseur côté réseau



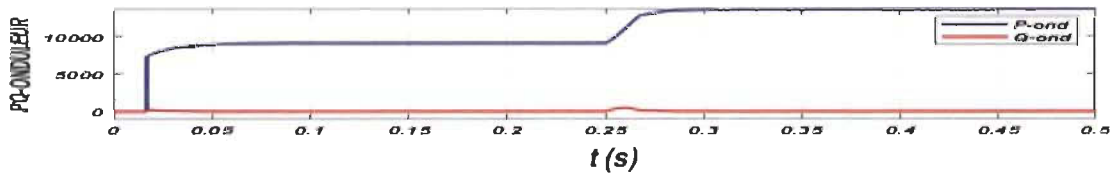
d) Courant I_{abc} de la charge

Figure 6-11 Tension et courant du réseau, du convertisseur et de la charge

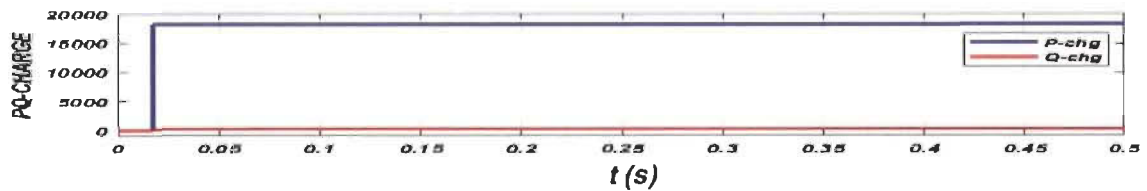
La même remarque sur le comportement du système est à faire en ce qui concerne l'écoulement de la puissance; ce que nous avons constaté est démontré par la figure 6.12 où la puissance active de la charge est constante et est égale à $P_{chg} = 18 \text{ kW}$, cette puissance est fournie par l'éolienne $P_{ond} = 10 \text{ kW}$ et par le réseau $P_{res} = 8 \text{ kW}$. À partir de $t = 0.25 \text{ s}$ la puissance active injectée par l'onduleur au réseau augmente de 10 kW à 15 kW (cf. figure 6.12.b), par conséquent la puissance envoyée par le réseau à la charge diminue de 8 à 3 kW pour assurer l'alimentation de la charge tout en maintenant l'équilibre du système. La figure 6.12.a. montre que la puissance réactive est maintenue à une valeur nulle, ce qui permet au système de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire.



a) Puissance active et réactive du réseau



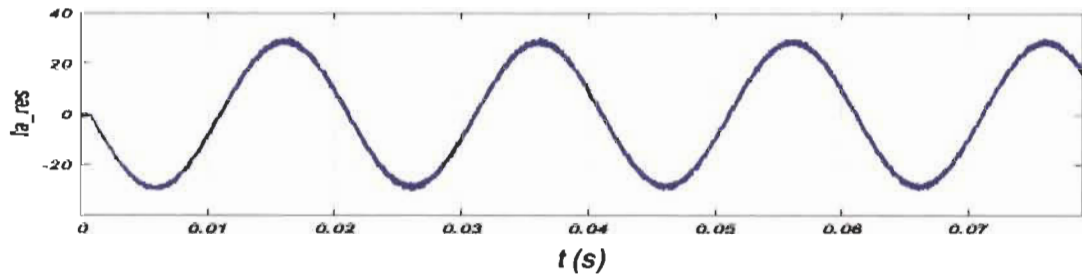
a) Puissance active et réactive du convertisseur



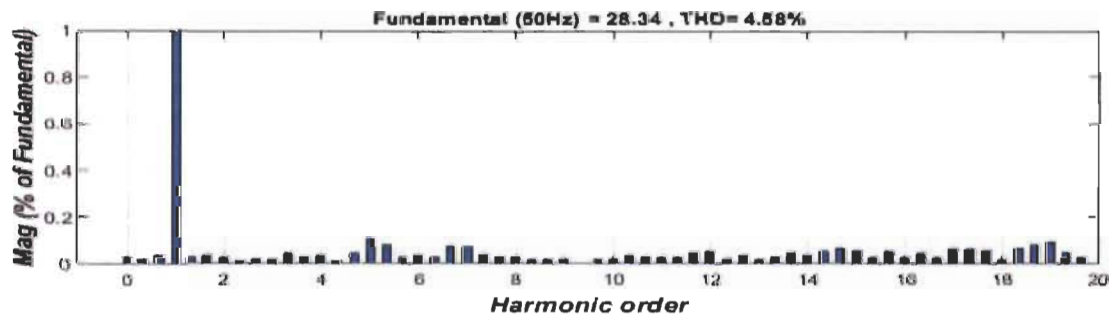
b) Puissance active et réactive de la charge

Figure 6-12 Puissances active et réactive du réseau, de la charge et de l'onduleur

La figure 6.13 montre l'allure du signal du courant de la phase (a) du réseau électrique, avec l'analyse spectrale de ce signal, où nous pouvons constater un taux d'harmoniques $THD = 4.58\%$. Ces harmoniques sont engendrés par les composants électroniques des convertisseurs statiques et les autres composants du système éolien.



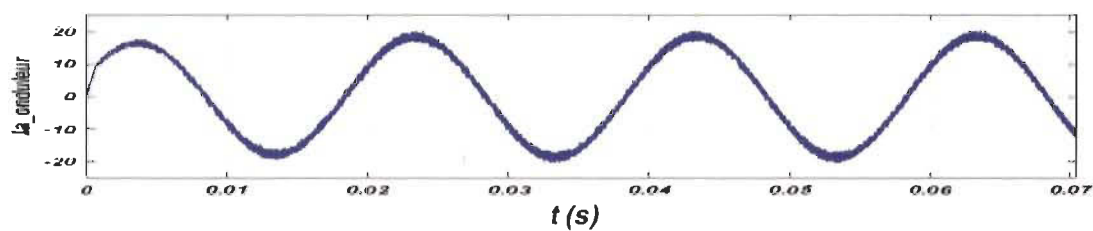
a) Signal du courant d'une phase du réseau



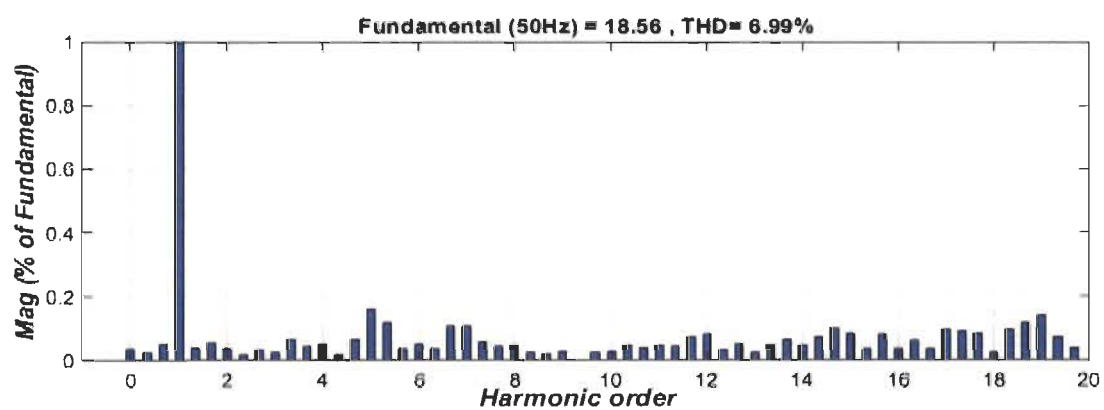
b) Taux des harmoniques dans le courant du réseau

Figure 6-13 Courant du réseau et taux des harmoniques

Le signal du courant de la phase (a) est envoyé par l'onduleur vers la charge et le réseau électrique est présenté sur la figure 6.14, avec le spectre harmonique, où le THD du courant I_{a-ond} , $THD = 6.99\%$.



a) Courant envoyé par le convertisseur côté réseau



b) Taux des harmoniques dans le courant de l'onduleur

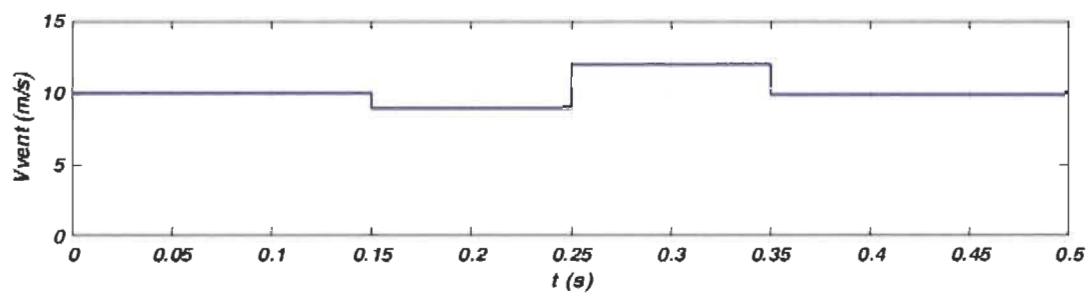
Figure 6-14 Signal du courant de l'onduleur et son spectre harmonique

6.3.3 Comportement du système sous une vitesse du vent variable

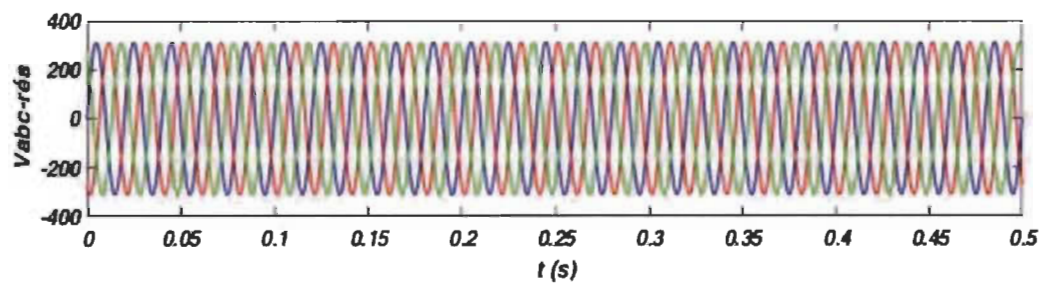
Afin d'étudier le comportement du système sous une vitesse du vent variable nous avons utilisé un profil du vent variable illustré sur la figure 6.15.a, où la vitesse du vent est égale à 10 m/s jusqu'à l'instant $t = 0.15s$, la vitesse du vent diminue à 9 m/s, à 0.25s la vitesse augmente pour atteindre 12m/s jusqu'à l'instant $t = 0.35s$ où la vitesse diminue et revient à la vitesse de démarrage 10 m/s.

La figure 6.15.c et la figure 6.15.d présentent respectivement le courant triphasé du réseau et le courant triphasé à la sortie de l'onduleur, à travers lesquelles nous pouvons constater des variations des courants $I_{abc-rés}$ et $I_{abc-ond}$ avec les différentes vitesses du vent; à l'instant $t = 0.15s$ la vitesse du vent diminue, le courant à la sortie de l'onduleur diminue de 30 A à 22 A, par conséquent le courant fourni par le réseau augmente de 24 A à 32 A (cf. figure 6.15.c), la raison de cette augmentation est pour satisfaire le courant consommé par la charge 54 A (cf. figure 6.15.c).

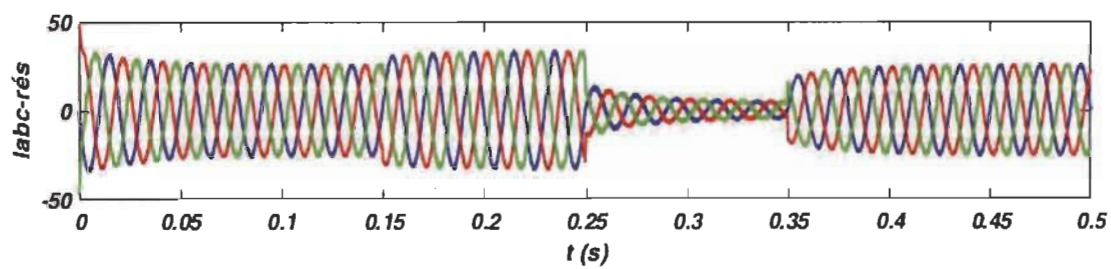
Selon le même principe nous pouvons analyser les variations des courants dans les instants $t=0.25 s$ et $t=0.35 s$, où l'augmentation de la vitesse du vent provoque l'augmentation du courant de l'onduleur et la diminution du courant de réseau au vice-versa, de tel façon à satisfaire le courant consommé par la charge.



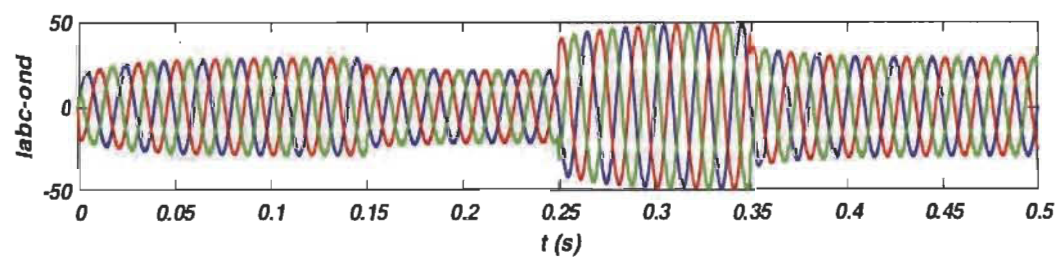
a) Vitesse du vent variable



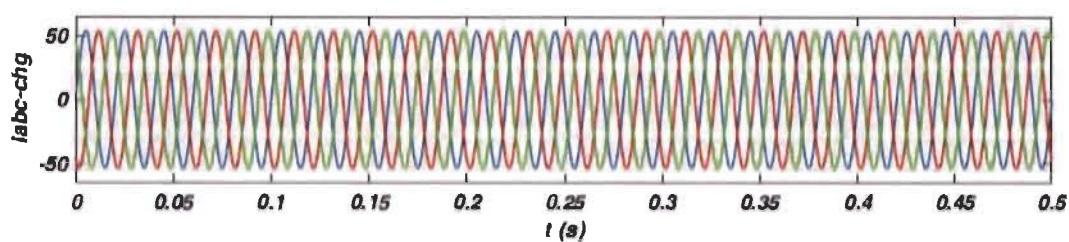
b) Tension du réseau



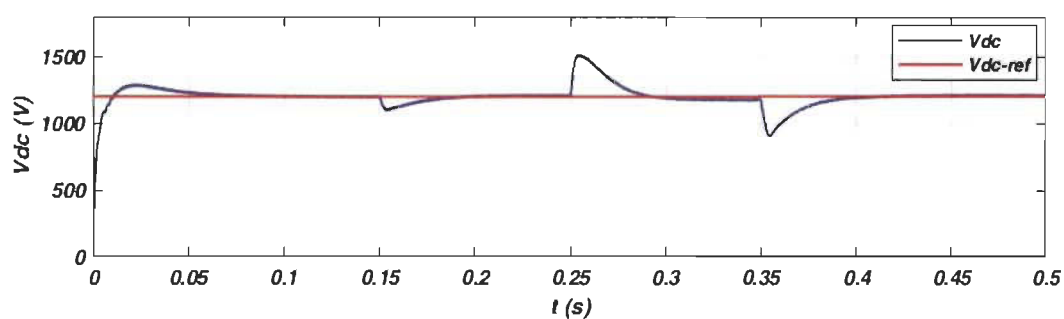
c) Courant du réseau



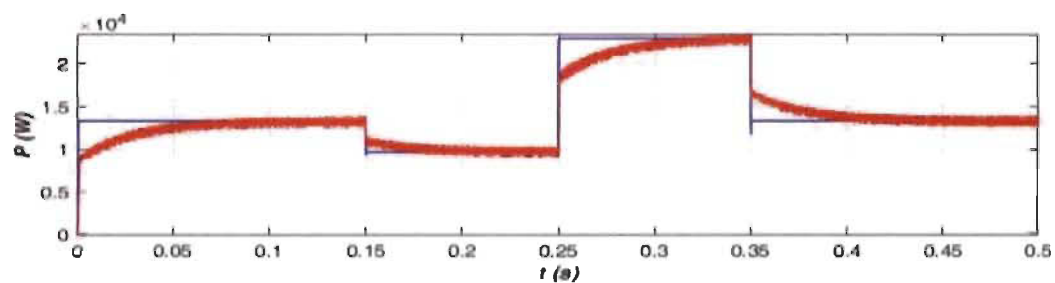
d) Courant de l'onduleur



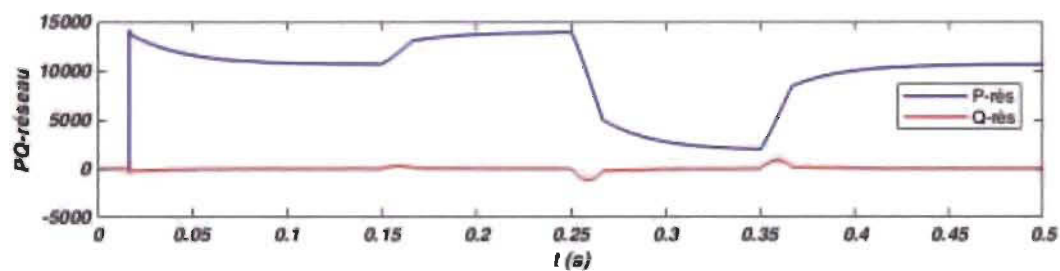
e) Courant de la charge



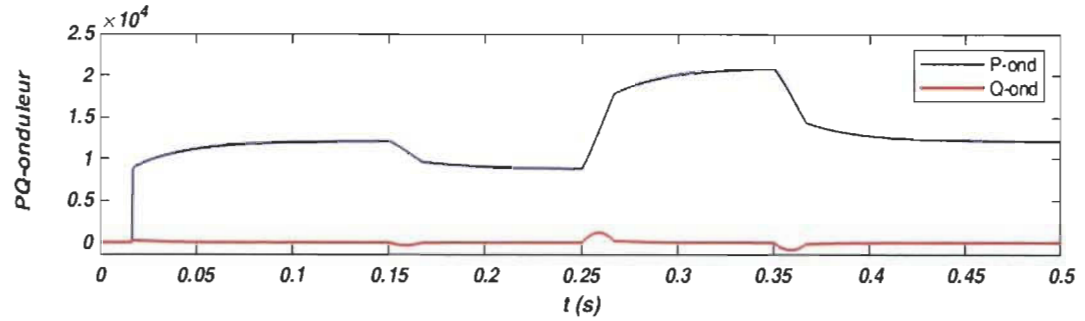
f) Tension de bus continu avec variation de la vitesse du vent



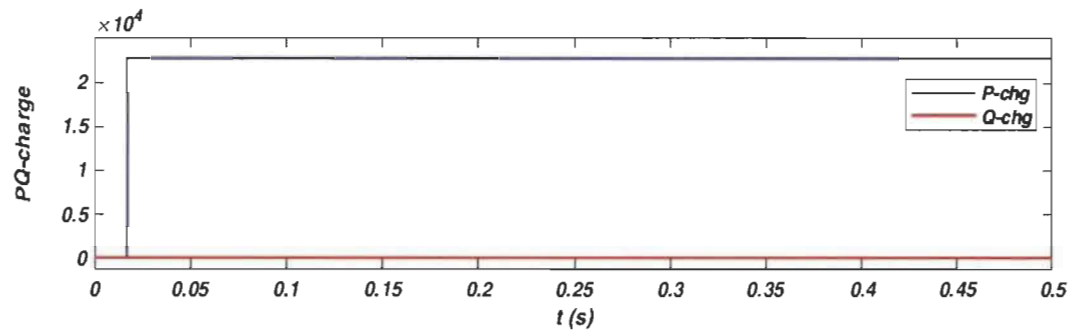
g) Variation de la puissance active avec la variation de la vitesse du vent.



h) Puissances active et réactive du réseau avec vitesse du vent variable.



i) Puissances active et réactive a la sortie de l'onduleur avec vitesse du vent variable



j) Puissances active et réactive dans la charge avec vitesse du vent variable.

Figure 6-15 Comportement du système sous une vitesse du vent variable.

La figure 6.15.f présente la courbe de la tension du bus continu sous une vitesse du vent variable; nous pouvons constater que la tension continue V_{dc} reste stable au tour de sa valeur de consigne 1200 V, avec des périodes transitoires dans les moments de variation de la vitesse du vent où nous pouvons remarquer des piques de tensions acceptable avant que la tension revienne rapidement à sa valeur de référence.

La figure 6.15.g, illustre l'impact de la variation de la vitesse du vent sur la puissance fournie par l'éolienne, où nous pouvons dire que cette puissance augmente avec l'augmentation du vent et diminue avec la diminution de ce dernier, ce qui est logique.

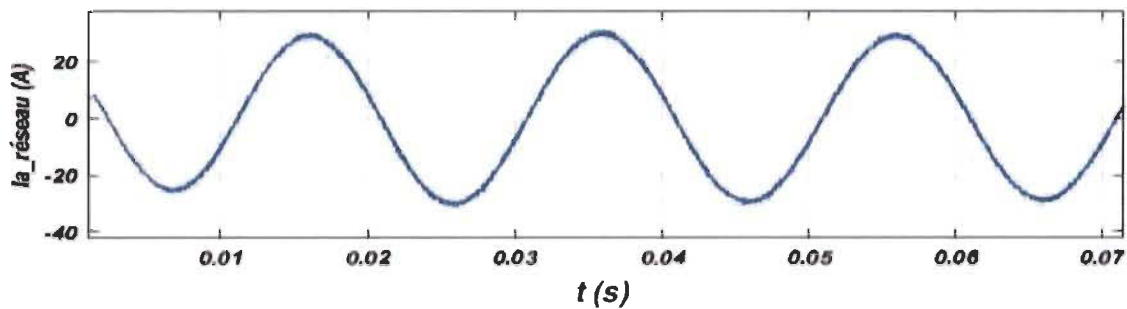
Nous pouvons constater également que la puissance active du système suit bien sa consigne P_{ref} . Les figures 6.15.h, 6.15.i et 6.15.j présentent les courbes de puissances actives et réactives au niveau de réseau de l'onduleur et de la charge. A l'instant $t=0.15$ s la vitesse diminue de 10 m/s à 9 m/s nous remarquons la diminution de la puissance active injectée par l'onduleur (cf. figure 6.15.i), par conséquent la puissance fournie par le réseau augmente pour satisfaire la puissance consommée par la charge 25 kW (cf. figure 6.15.j).

À l'instant $t=0.25$ s la vitesse du vent augmente de 9 m/s à 12 m/s donc la puissance générée par l'éolienne augmente et nous pouvons constater sur la figure 6.15.i, que la puissance active injectée par l'onduleur augmente de 10 kW à 20 kW , cette augmentation provoque la diminution de la puissance fournie par le réseau de 15 à 5 kW , ou la somme des deux puissances présente la puissance consommée par la charge. Nous pouvons dire la même chose sur l'impact de la variation de la vitesse du vent à l'instant $t=0.35$ s.

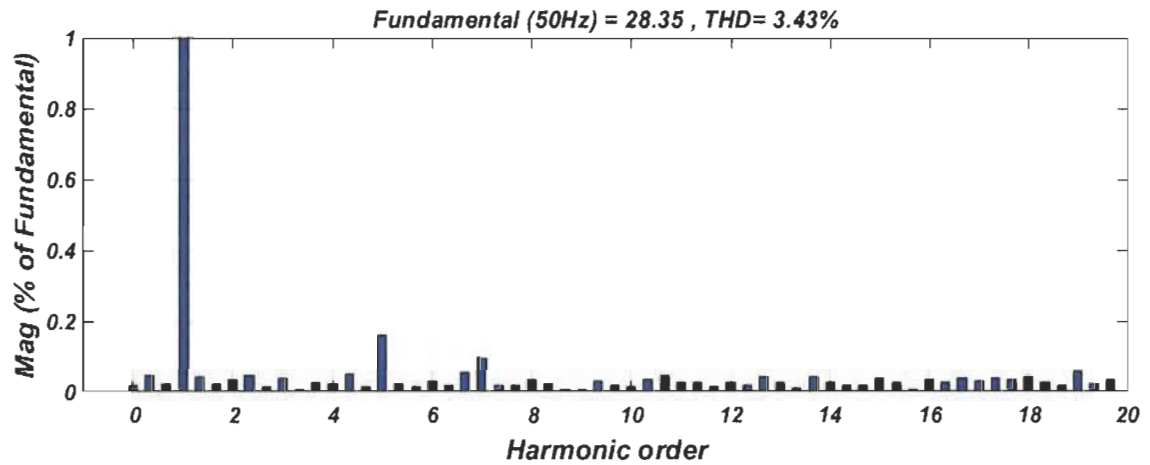
6.3.4 Connexion de la turbine éolienne au réseau avec un onduleur NPC à trois niveaux

Dans cette partie, le convertisseur côté réseau a été remplacé par un onduleur NPC à trois niveaux, pour assurer la connexion de l'éolienne au réseau et dans le but d'améliorer la qualité du signal envoyé au réseau, de façon à obtenir une meilleure qualité d'onde et à minimiser le taux des harmoniques.

Le principe convertisseur NPC à trois niveaux a été détaillé dans le chapitre 05, avec les différentes stratégies de commande utilisées. La figure 6.15 présente les résultats de simulation du système global de conversion, ou nous pouvons constater les différences par rapport au système qui utilise un onduleur à deux niveaux.



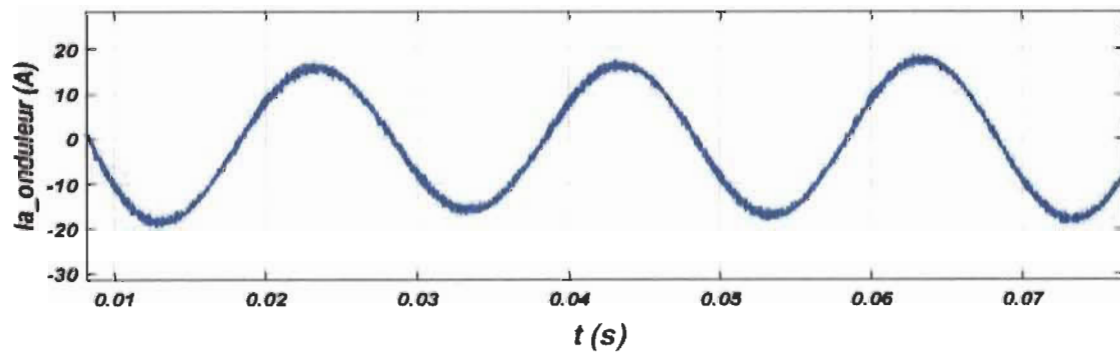
a) Courant de la phase (a) du réseau.



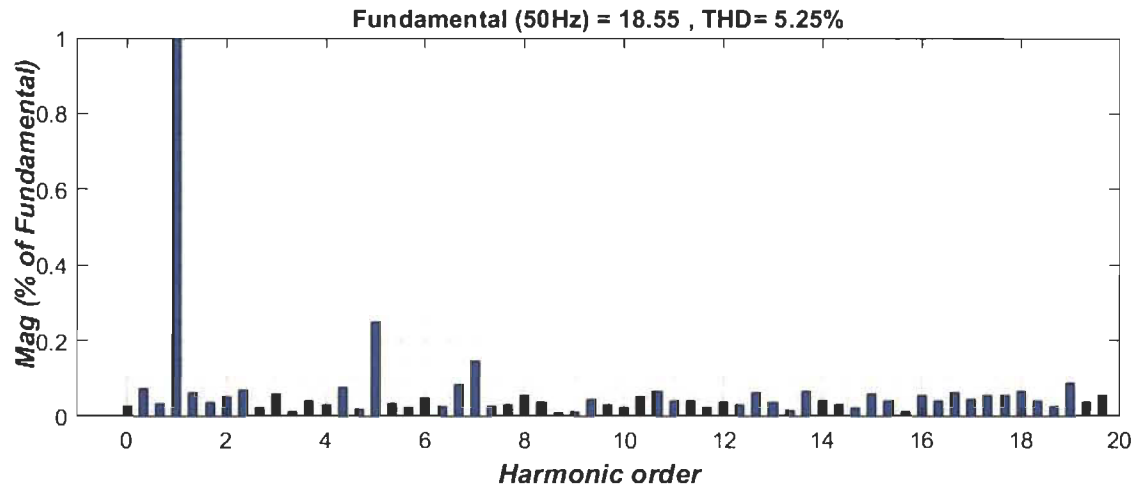
b) Spectre des harmoniques du courant du réseau

Figure 6-16 Courant d'une phase du réseau et son spectre harmonique

La figure 6.16 montre que l'utilisation de l'onduleur NPC à trois niveaux nous a permis d'améliorer la qualité d'onde et de réduire les THD de 4.58 % à 3.43%. De même le taux des harmoniques dans le courant du réseau est diminué de 5.25% par rapport au système qui utilise un convertisseur classique où le $THD = 6.99$ %.



a) Courant envoyé par l'onduleur à trois niveaux côté réseau

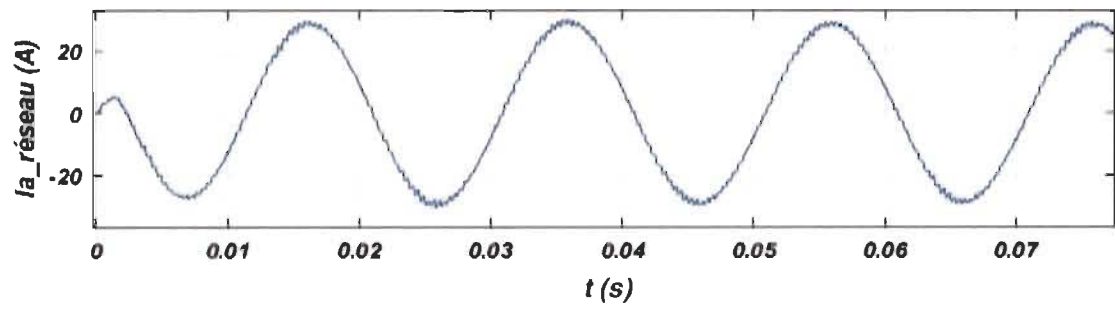


b) Taux des harmoniques dans le courant de l'onduleur à trois niveaux

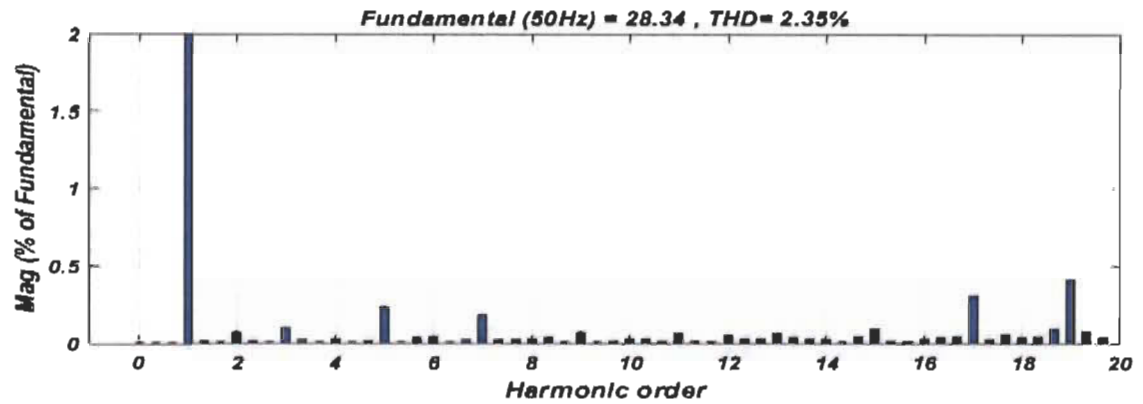
Figure 6-17 Signal du courant de l'onduleur à trois niveaux et son spectre harmonique

6.3.5 Connexion du système éolien connecté au réseau avec un onduleur NPC à cinq niveaux.

La modélisation et le contrôle de l'onduleur NPC à cinq niveaux a été étudié dans le chapitre 04, où nous avons constaté l'amélioration au niveau de la qualité d'onde et dans le taux des harmoniques du signal du courant et de la tension générée par l'onduleur à cinq niveaux. Dans cette partie, nous allons étudier le comportement du système éolien connecté au réseau utilisant le convertisseur NPC à cinq niveaux. Les figures 6.17 et 6.18 montrent les résultats obtenus.



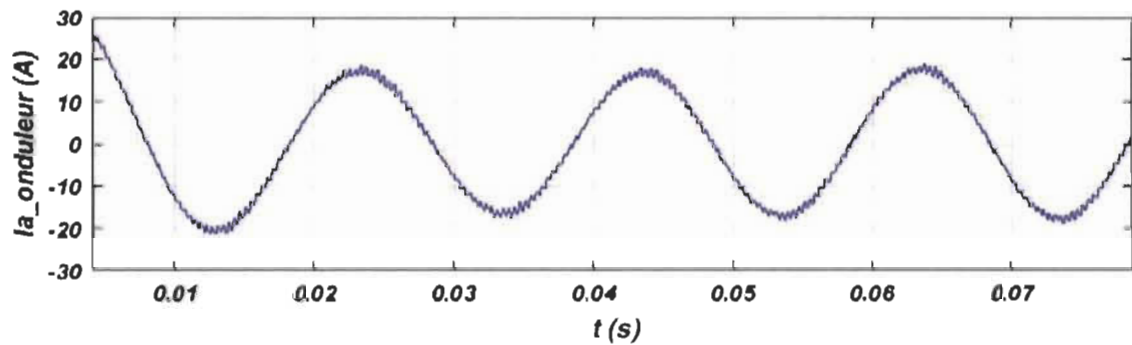
a) Courant de la phase (a) du réseau (avec un onduleur à 05 niveaux)



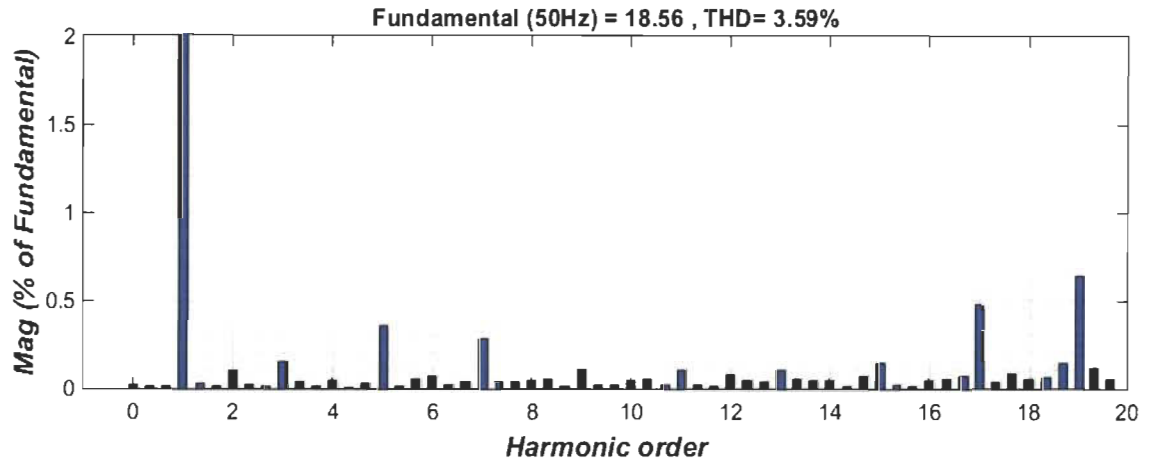
b) Spectre harmonique du courant du réseau (avec un onduleur à 05 niveaux)

Figure 6-18 Courant d'une phase du réseau et son spectre harmonique avec l'utilisation d'un onduleur à cinq niveaux

À partir de la figure 6.17 nous pouvons constater que le taux d'harmoniques a diminué avec l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux, par rapport aux convertisseurs à deux et trois niveaux, où le THD dans le courant du réseau est de 2.35 %.



a) Courant de la phase (a) de l'onduleur NPC à 05 niveaux



b) Spectre harmonique du signal du courant envoyé par l'onduleur NPC à cinq niveaux

Figure 6-19 Courant de l'onduleur NPC à cinq niveaux et son spectre harmonique

La figure 6.18 montre le signal du courant injecté par l'onduleur à cinq niveaux, où nous remarquons l'amélioration de la qualité d'onde du courant, ainsi que la réduction du taux des harmoniques à 3.59 %.

Le tableau 6.1 présente une comparaison entre les convertisseurs à deux, trois et cinq niveaux au niveau de la valeur du THD dans le courant du réseau et celui envoyé par le convertisseur côté réseau.

Tableau 6-1 THD dans le courant du réseau et du convertisseur côté réseau

<i>Convertisseur</i>	Deux niveaux	NPC 03 niveaux	NPC 05 niveaux
<i>THD (I_{a-res})</i>	4.58 %	3.43 %	2.35 %
<i>THD (I_{a-ond})</i>	6.99 %	5.25 %	3.59 %

6.4 Conclusion

La modélisation et la simulation du système global ont été développées dans ce chapitre dans lequel nous avons présenté les différentes composantes du système, avec une étude détaillée de la stratégie de commande du convertisseur côté réseau, stratégie de commande dans le plan dq qui nous a permis de contrôler les puissances actives et réactives (P, Q) injectées au réseau par le système éolien, avec la régulation de la tension du bus continu. Dans ce chapitre nous avons également étudié le comportement du système avec l'utilisation de convertisseurs multiniveaux, et l'influence de ces convertisseurs au niveau de la qualité d'énergie injectée au réseau. Les résultats obtenus de la simulation nous ont permis de constater l'intérêt de l'utilisation des onduleurs multiniveaux pour la connexion du système au réseau. Nous avons ainsi remarqué l'amélioration de la qualité d'onde avec l'utilisation du convertisseur de niveaux élevés et un taux d'harmoniques minimisé avec l'utilisation du convertisseur à cinq niveaux (THD = 2.35 %) par rapport à l'onduleur à trois niveaux (THD = 3.43 %) et à deux niveaux (THD=4.58 %).

Chapitre 7 - Conclusion Générale

Dans ce travail, a été étudié le comportement du système éolien constitué d'une génératrice synchrone GSAP connectée au réseau électrique. Dans le deuxième chapitre, nous avons donné un aperçu de l'énergie éolienne dans le monde, et nous avons présenté les types d'éoliennes utilisés dans l'industrie et les avantages et les inconvénients de chaque type. La modélisation et la simulation de la turbine éolienne sous des conditions de fonctionnement variables ont été étudiées dans le troisième chapitre, avec l'utilisation de la commande MPPT qui nous a permis d'extraire une puissance maximale, tout en contrôlant la vitesse mécanique et le couple de l'éolienne avec et sans asservissement de la vitesse du vent. Le quatrième chapitre a été consacré à l'étude du comportement de la GSAP; nous avons présenté le modèle dynamique et la commande vectorielle de la GSAP entraînée par une turbine éolienne. La simulation du système avec une vitesse du vent variable sur MATLAB/Simulink a montré que la stratégie de commande présentée donne des résultats très satisfaisants. Les convertisseurs multiniveaux et les stratégies de commande les plus utilisées ont été étudiés dans le cinquième chapitre au cours duquel nous avons présenté une étude détaillée des onduleurs à deux, trois et cinq niveaux avec l'utilisation de la commande MLI vectorielle (SVPWM) comme stratégie de commande. La simulation de trois types de convertisseurs sous MATLAB/Simulink nous a permis de constater l'amélioration de la qualité d'énergie et la diminution du THD avec l'augmentation des niveaux du convertisseur. Dans le sixième chapitre, nous avons présenté les différentes composantes du système global

de la chaîne éolienne connecté au réseau, avec les stratégies de contrôle du convertisseur côté GSAP et du convertisseur côté réseau, où le contrôle MPPT est adopté pour le MSC tandis que la commande PQ dans le repère de Park a été utilisée pour le GSC. Ces deux stratégies nous ont permis d'obtenir une puissance extraite maximale de l'éolienne et de contrôler les puissances actives et réactives (P , Q) injectées au réseau par le système éolien, avec la régulation de la tension du bus continu. Finalement, nous avons effectué la simulation du système avec des convertisseurs à trois et cinq niveaux à la place du convertisseur classique à deux niveaux, où nous avons obtenu une meilleure qualité d'onde avec un THD plus réduit.

A l'égard de ce travail de recherche et des résultats obtenus, plusieurs perspectives peuvent être envisagées dans le but d'améliorer la performance du système éolien, parmi lesquelles nous pouvons mentionner :

- L'étude de comportement de système éolien à base de GSAP tenant compte du phénomène de saturation magnétique.
- L'équilibrage de la tension de point milieu de bus continu.
- Les pertes dans les convertisseurs multiniveaux (au niveau des IGBT et des diodes).
- L'intégration du système éolien au réseau électrique non idéal, tenant compte les variations de la fréquence et de la tension, le déséquilibre et le déphasage.

Références

- [1] H. Camblong, « Minimisation Of The Wind Perturbations Impact On The Generation Of Electricity By Variable Speed Wind Turbines », thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux, 2003
- [2] A R Jha, *Wind Turbine Technology*. Taylor & Francis, London, NW, 2011, pp. 5–13
- [3] GWEC, « global Wind report », April. 2019
- [4] IEA Wind Technology Collaboration Programme « Annual Report 2017 », 2017.
- [5] <https://eolien-biodiversite.com/impacts-connus/article/eoliennes>
- [6] B. Robyns, A. Davigny, B François, A Henneton, J Sprooten, *Electricity Production from Renewable Energies* », John Wiley & Sons, 2012, pp. 75-146
- [7] Eric Haut, *Wind turbine; Fundamentals, Technologies, Applications, Economies*, 2nd Edition, Krailling, Germany, 2005, pp. 67-79
- [8] Jacques Deferne, *presque tout sur les éoliennes*, janvier 2018, pp. 11-19
- [9] <https://solutions-alternatives.org/base-de-connaissances/eolienne-savonius>
- [10] D. Spera, *Wind Turbine Technology Fundamental Concepts of Wind Turbine Engineering*, 2nd Edition, New York, USA, 2009, pp. 35-43
- [11] F. D. Bianchi, H. de Battista, R. J. Mantz, *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*, La Plata, Argentina, 2006, pp. 29-47
- [12] F. Poitiers, « Étude et Commande de Génératrices Asynchrones Pour L'utilisation de L'énergie Éolienne », Thèse de Doctorat. Université de Nantes, 2003
- [13] V. Yaramasu, P. C. Sen, S. Kouro, M. Narimani, « High-Power Wind Energy Conversion Systems: State-of-the-Art and Emerging Technologies », *IEEE, Journal Article*, Vol. 103, No. 5, May 2015
- [14] Trevor M. Letcher, *Wind Energy Engineering A Handbook for Onshore and Offshore Wind Turbines*. University Science, Mill Valley, CA, 1989, pp. 155-158

- [15] L. Riachy, « Contribution à la commande d'un onduleur multiniveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques », Thèse de Doctorat, Normandie Université, 2017
- [16] T. Ghennam, « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2011
- [17] K. Tawfiq, A. Mansour, S. R. Haitham, M. Cherif, E. El Kholy, « Wind Energy Conversion System Topologies and Converters: Comparative Review », *Energy Procedia* 162, 2019, pp. 38-47
- [18] J. Marques, H. Pinheiro, H. A. Gründling, « A Survey on Variable-Speed Wind Turbine System », Santa Maria, RS, Brazil, 2015, pp. 734-737
- [19] Y Zou, Malik. E, E. Senior, Y. Sozer, « Simulation Comparisons and Implementation of Induction Generator Wind Power Systems », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, No. 3, June 2013
- [20] A. Gaillard, « Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2010
- [21] H. A. Aldwaihi, « Commande non linéaire fondée sur la platitude d'un système de production éolien », Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2013
- [22] R. Radia, « Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne », Mémoire de Magistère, Université de Constantine, Algérie, 2009
- [23] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S Kouro, « Power Conversion Control of Wind Energy Systems », *IEEE Press*, 2011, pp. 155-170
- [24] J. F. Manwell and J. G. McGowan, *Wind Energy Explained Theory, Design and Application Second Edition*, University of Massachusetts, USA, 2009, pp. 92-145
- [26] Marc Rapin, Jean Mark Noël, *Energie Éolienne Principes, Études de Cas*, Agence de l'environnement et de la maîtrise de l'énergie, Paris, 2010, pp 111-114
- [27] J. Antonelli, « Reduced order modeling of wind turbines in MATLAB for grid integration and control studies », Master Thesis, Gotland University, June 2012
- [28] S. EL Aimani, « Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, 2004

- [29] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy*. Third Edition, Institute for Wind Energy and Energy System Technology (IWES) Kassel, Germany, 2014, pp. 31–116
- [30] A. Aloraini, M. Sayed-Mouchaweh, « Graphical Model Based Approach for Fault Diagnosis of Wind Turbines », 13th International Conference on Machine Learning and Applications. IEEE, 2014
- [31] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, IEEE Press, pp. 25–47
- [31] B. Robyns, A. Davigny, B. François, A. Henneon, J. Sprooten, *Electricity Production from Renewable Energies*, ISTE Ltd 2012, pp. 45–146
- [32] I. Boldea, *Synchronous Generators*. Second Edition, Taylor and Francis Group, IEEE, University Timisoara, Romania, 2016, pp. 125–145
- [33] M. Ezzat, « Commande Non Linéaire Sans Capteur de La Machine Synchrone a Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2011
- [34] M. Abdelatif, « Commande Dynamique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Alimentée En Tension », Thèse de Master, Université de Boumerdes, Algérie, 2016
- [35] Y. Chen, P. Pillay, A. Khan, « PM Wind Generator topologies », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, No. 6, June 2005
- [36] A. Kamalaselvan, S. L. Prakash, « Modeling simulation and analysis of closed loop speed control of PMSM drive system », International Conference on Circuits, Power and Computing. IEEE, 2014
- [37] G. P. NYOUMEA, « Modèles D'identification et de Commande d'un Aérogénérateur à Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Maitrise, UQAT, 2018
- [38] M. Messaoud, « Contribution a la Modélisation de l'Aérogénérateur Synchrone a Aimants Permanents », Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2008
- [39] T. ZIDELMAL, « Modèle de Prédiction et de Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents : Application dans les aérogénérateurs », Thèse de Maitrise, Université de Québec en Abitibi-Témiscamingue, Québec, 2015
- [40] E. Youness, Z. Othmane, « Dynamic modeling and control of a wind turbine with MPPT control connected to the grid by using PMSG », 2017 International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP). IEEE, 2017
- [41] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, « A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter », IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. IA-17, N^o05. September/October 1981

- [42] M. B. Abdelghania, « Etude, Conception Et Realisation D'un Convertisseur Statique Hybride Multiniveaux Tolérant Aux Défauts », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2016
- [43] A. Krishna, L. P. Suresh, « A Brief Review on Multi Level Inverter Topologies», International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT], 2016
- [44] M. Yazid, « Études des Onduleurs Multiniveaux dans les Chaines de Production de l'Énergie Éolienne », Mémoire de Magister, Faculté de la Technologie, Université de Bejaia, Algérie, 2009
- [45] B. Houria, « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à Base de GTO et d'IGBT », Mémoire de Magister, Faculté de la Technologie, Université de Annaba, Algérie, 2010
- [46] O. Bouhali, « Contribution des Convertisseurs Multiniveaux au Raccordement de la Production D'origine Éolienne Sur Un Réseau Électrique », Thèse de Doctorat, Faculté Technologie, École Centrale de Lille, France, 2007
- [47] P. Chaturvedi, S. Jain, P. Agrawat, « Modeling, Simulation and Analysis of Three-Level Neutral Point Clamped Inverter Using MATLAB/Simulink/Power System Blockset», International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2005
- [48] B. Tarak, « Commande des onduleurs multiniveaux de tension à diode flottante », Mémoire de Maitrise en génie électrique, Université M'sila, Algérie, 2013
- [49] B. Francois, J P Hautier, « A Direct Modulation of Electrical Conversions For a Multilevel NPC Chopper », École centrale de Lille, 2013
- [50] J. Rodriguez, P K. Steimer, « A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters », Transactions on Industrial Electronics, IEEE, 2010
- [51] B. Wu, M. Narimani, « High-Power Converter sand Ac Drives», IEEE Press, 2017, pp. 159-250
- [52] A. Choudhury, « Three-Level Neutral Point Clamped (NPC) Traction Inverter Drive for Electric Vehicles », PHD Thesis, Concordia University, Montreal, Quebec, Canada, 2015, pp. 45-50
- [53] B. Zhang, D. Qiu, « m-Mode SVPWM Technique for Power Converters», University of Technology Guangzhou, Guangdong, China, 2019, pp. 120-125
- [55] K. H. Bhalodi, P Agarwal, « Space Vector Modulation with DC-Link Voltage Balancing Control for Three-Level Inverters», ACEEE International Journal on Communication, Vol 1, No. 1, Jan 2010

- [56] M. Miskiewicz, A. Johannesen, « A Three-Level Space Vector Modulation Strategy for Two-Level Parallel Inverters », Master Thesis, Aalborg University, 2009
- [57] D. Lalili, E.M. Berkouk, F. Boudjema, N. Lourci, T. Taleb, « Simplified space vector PWM algorithm for five-level inverter », International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006
- [58] T. Abdelkrim, E. M. Berkouk, K. Benamrane, T. BENSLIMANE « Study and control of 5-level PWM rectifier-5-level NPC active power filter cascade using feedback control and redundant vectors », Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, January 2012
- [59] A. Yazdani, R. Iravani « Voltage Sourced Converters in Power Systems; modeling, control, and Applications », IEEE Press, 2010
- [60] F. Brédard, « Modélisation et contrôle d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable connectée au réseau et utilisant une machine asynchrone », Mémoire UQAR, 2014
- [61] M. Messaoud, « Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent », Mémoire de Magister, 2008
- [62] Y.S Kim, I. Y Chung, S. Seung « Tuning of the PI Controller Parameters of a PMSG Wind Turbine to Improve Control Performance under Various Wind Speeds », Seoul National University. February 2015
- [63] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra « Grid synchronisation with harmonics and reactive power compensation capability of a permanent magnet synchronous generator-based variable speed wind energy conversion system », IET Power Electronics. 2009
- [64] A. Alaboudy, A. Daoud, S. Desouky, A. Salem « Converter controls and flicker study of PMSG-based grid connected wind turbines », Ain Shams Engineering Journal, 2013
- [65] D. Mehrzad, J. Luque, M. Cuenca, « Vector control of PMSG for grid connected wind turbine applications », Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2009
- [66] S. Zafar, M. Awais, A. Beenish, H. Khalid, « On Design of DC-Link Voltage Controller and PQ Controller for Grid Connected VSC for Microgrid Application », the 4th International Conference on Power Generation Systems and Renewable Energy Technologies (PGSRET), 2018
- [67] C. Bajracharya, « Control of VSC-HVDC for wind power », these of Master of science, Norwegian University of Science and technology, June 2008
- [68] F. Blaabjerg, « Control of power electronic converters and systems », Academic Press, 2018

- [69] O. Krievs, « A PLL Scheme for Synchronization with Grid Voltage Phasor in Active Power Filter Systems», Scientific Journal of Riga Technical University Power and Electrical Engineering, Vol 27, 2010
- [70] O. Krievs, « Evaluation des performances de la boucle à verrouillage de phase (PLL) pour l'interconnexion d'une source d'énergie renouvelable au réseau électrique », Revue des Énergies Renouvelables Vol. 17, No. 2, 2014
- [71] E. Oumaymah, O. Abdellah, « The injection of Wind power into q grid using multi-level inverter controlled by SVPWM », 4th International conference on electrical and information technologies ICEIT, 2020
- [72] E. Hamatwi, I E Davidson, M. Gitau, « Control of multi-level voltage source converters integrating a wind turbine system into the grid », IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2016
- [73] C. Wen, G. Lu, P. Wang, Z. Li, « Vector control strategy for small-scale grid connected PMSG wind turbine converter», 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative, 2011
- [74] L. Radaorozandry, « Conception et Optimisation Des Machines Synchrones Avec Des Modèles Analytiques En Tenant Compte De La Saturation Magnétique », Mémoire de maitrise, Université Laval, Québec, Canada, 2007
- [75] L. Radaorozandry, « Commande Du Moteur Synchrone A Aimants Permanents Par Backstepping », Mémoire de maitrise, Université Telemcen, Algérie, 2015

Annexe A – Paramètres de simulation

Tableau A-1 Paramètres de simulation du système éolien

Désignations	Valeur	Unité
Resistance statorique	$R = 2.85$	Ω
Inductance statorique selon l'axe d	$L_d = 0.0058$	H
Inductance statorique selon l'axe q	$L_q = 0.0058$	H
Flux des aimant permanents	$\psi_f = 0.314$	Wb
Nombre de pair de pôles	$p = 4$	
Masse volumique de l'air	$\rho = 1.22$	kg/m^3
Rayon de l'éolienne	$R = 12$	m
Gain du multiplicateur	$G = 35$	
Inertie de l'arbre	$J = 200$	$kg.m^2$
Coefficient de frottement	$B = 0.061$	

Tableau A-2 Paramètres du filtre RL

Désignations	Valeur	Unité
Resistance du filtre RL	$R_t = 0.5$	Ω
Inductance du filtre RL	$L_t = 0.01$	H

Tableau A-3 Paramètres du bus continu

Désignations	Valeur	Unité
Tension nominale du bus continu	$V_{dc} = 1200 \text{ V}$	Ω
Capacité du bus continu	$C = 0.05$	F

Tableau A-4 Paramètres de régulateurs PI

Désignations	Valeur
Régulateur PI du courant I_d de la GSAP	$k_{id} = 0.004$
	$k_{pd} = 0.0325$
Régulateur PI du courant I_d de la GSAP	$k_{iq} = 3.618$
	$k_{pq} = 743.36$

Régulateur PI de la vitesse $\Omega_{méc}$ de la GSAP	$k_{in} = 0.985$
	$k_{pn} = 49.24$
Régulateur PI de courant I_{dq} coté réseau	$k_{ir} = 16667$
	$k_{pr} = 333$